radio und fernsehen

Zeitschrift für Radio · Fernsehen · Elektroakustik und Elektronik

Bauanleitung:
Ein regelbarer Trenntransformator

PREIS DM 2,00 · 12. JAHRGANG

VERLAGSPOSTORT LEIPZIG · FÜR DBR BERLIN

MÄRZ 1963



VEB VERLAG TECHNIK · BERLIN



AUS DEM INHALT

OBSAH

СОДЕРЖАНИЕ

VEB VERLAG TECHNIK
Verlagsleiter: Dipl. oec. Herbert Sandig
Berlin C 2, Oranienburger Straße 13/14.
Telefon 420019, Fernverkehr 423391, Fernschreiber 011441 Techkammer Berlin (Technikverlag), Telegrammadr.: Technikverlag Berlin

radio und fernsehen
Verantw. Redakteur: Dipl. oec. Peter Schäffer
Redakteure: Adelheid Blodszun,
Ing. Karl Belter, Ing. Horst Jancke
Veröffentlicht unter ZLN 1109 der DDR

Alleinige Anzeigenannahme:
DEWAG-WERBUNG BERLIN, Berlin C 2, Rosenthaler Str. 28/31 u. alle DEWAG-Betriebe in den Bezirksstädten der Deutschen Demokratischen Republik. Gültige Preisliste Nr. 1

Druck: Tribüne Druckerei Leipzig III/18/36

Erscheint zweimal im Monat, Einzelheft 2,— DM

Bestellungen nehmen entgegen
Deutsche Demokratische Republik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel, die Beauftragten der Zeitschriftenwerbung des Postzeitungsvertriebes und der Verlag
Deutsche Bundesrepublik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel und der Verlag
Auslieferung über HELIOS Literatur-Vertriebs-GmbH, Berlin-Borsigwalde, Eichborndamm 141—167

Ausland:
Volksrepublik Albanien: Ndermarja Shetnore Botimeve, Tirana
Volksrepublik Bulgarien: Direktion R. E. P., Sofia, 11a, Rue Paris
Volksrepublik China: Guozi Shudian, Peking, 38, Suchou Hutung
Volksrepublik Polen: P. P. K. Ruch, Warszawa, Wilcza 46
Rumänische Volksrepublik: Directia Generala a Postei si Difuziarii Presei Poltut Administrativ C. F. R. Bukarest
Tschechoslowakische Sozialistische Republik: Orbis Zeitungsvertrieb, Praha XII, Vinohradská 46 und Bratislava, Leningradska ul. 14
UdSSR: Die städtischen Abteilungen „Sojuspetschatj", Postämter und Bezirkspoststellen
Ungarische Volksrepublik: „Kultura" Könyv és hirlap külkereskedelmit vállalat, P. O. B. 149, Budapest 62
Für alle anderen Länder: VEB Verlag Technik, Berlin C 2, Oranienburger Straße 13/14

CONTENTS

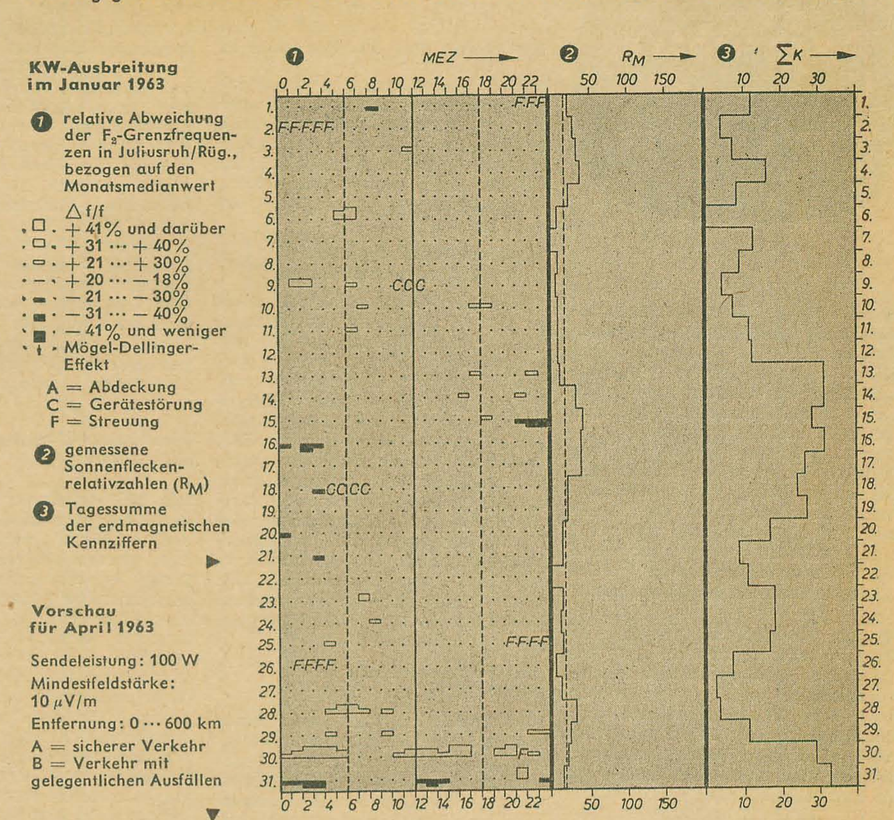
Titelbild:

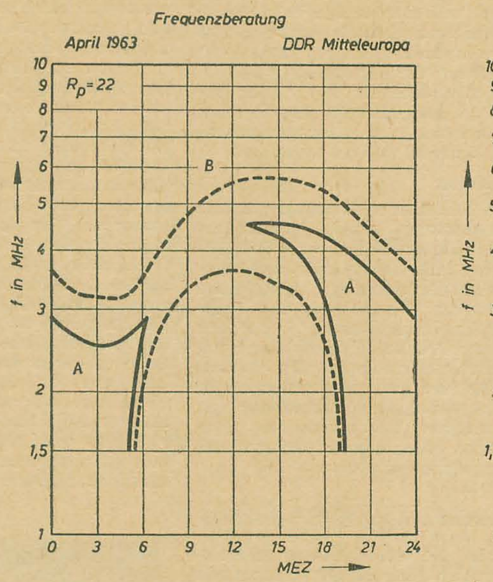
Mit diesen modernen elektronischen Kleinbausteinen lassen sich interessante Schaltungen aufbauen. Sämtliche im Bild dargestellten Baugruppen sind bereits im Handel erhältlich.

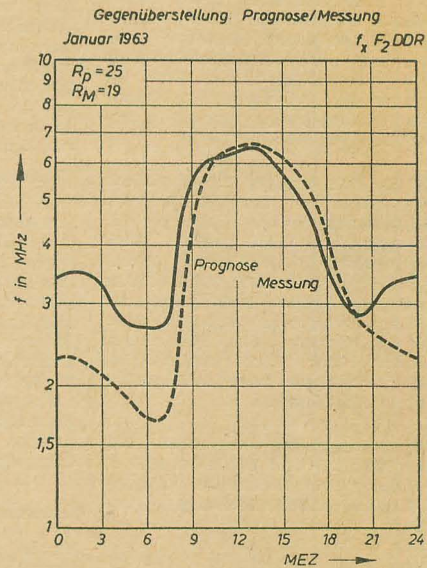
Foto: H. Blunck

Die KW-Ausbreitung im Januar 1962 und Vorschau für April 1963

Herausgegeben vom Heinrich-Hertz-Institut der Deutschen Akademie der Wissenschaften zu Berlin







Im nächsten Heft finden Sie unter anderem ...

- Bauanleitung für einen Transistorempfänger
- Der ZF-Verstärker — Selbsterregung und Neutralisation
- Die Wirkungsweise der Reaktanzstufen
- Scheinwiderstandsmessung mit ohmscher Brückenschaltung
- Digitale Meßwerterfassung



▼ **Die Vorbereitungen zur Ausstrahlung zweisprachiger Programme** hat das Estnische Fernsehen abgeschlossen. Wissenschaftler des Leningrader Instituts für Funkempfang und Akustik haben gemeinsam mit Ingenieuren des Fernsehzentrums Tallin die entsprechenden Anlagen entwickelt. Die Fernsehteilnehmer brauchen ihr Gerät nur auf einen anderen Tonkanal umzuschalten, wenn sie den Kommentar oder Dialog in der anderen Sprache hören wollen.

▼ **Ein Kleinstmikrofon,** das im Prinzip ein Transistor mit beweglicher Kappe — einem Miniaturreißnagel gleich — ist, wurde von den Wissenschaftlern der amerikanischen Raytheon Co. entwickelt. Ein Druck auf die Kappe wird von dem Transistor in elektrische Energie umgewandelt. Das Transistormikrofon wirkt gleichzeitig als Verstärker. Der entscheidende Vorteil dieses neuen Bauelements liegt — abgesehen von seiner Kleinheit — in seinem außerordentlich weiten Frequenzbereich von 0,01 bis 120 000 Hz. Es wurde im Labor als Tonabnehmer eines Plattenspielers erprobt.

▼ **Zu den größten Unternehmen der Welt** auf dem Gebiet von Elektronengeräten gehört die kürzlich im Leningrader Wirtschaftsbezirk gegründete Firma „Swetlana", die mehrere Betriebe vereinigt. Die Gründung der Firma erfolgte mit dem Ziel einer Spezialisierung der Produktion sowie einer Konzentration der Konstruktions- und administrativen Abteilungen.

▼ **Achtung!** Die im Heft 23 (1962) für den 26. und 27. März 1963 in Weimar angekündigte Tagung „Starkstrombeeinflussung von Fernmeldeleitungen" wurde auf den 23. und 24. April 1963 verlegt und wird in Leipzig, HO-Gaststätte Technische Messe, stattfinden.

▼ **Der amerikanische Fernsehsatellit Telstar** ist seit Anfang Januar wieder funktionsfähig, und auch über den zweiten amerikanischen Nachrichtensatelliten Relay waren Fernsehversuchssendungen möglich.

▼ **Ein für das gesamte sozialistische Lager anwendbares Einheitssystem der Trägerfrequenztechnik** wird gegenwärtig von Wissenschaftlern und Konstrukteuren des Industriezweiges Nachrichten- und Meßtechnik der DDR in enger Gemeinschaftsarbeit mit Spezialisten anderer sozialistischer Länder geschaffen. Dabei werden einheitliche Baugruppen entwickelt, die dem unterschiedlichen technischen Aufbau des Fernmeldewesens in den sozialistischen Ländern entsprechen.

Zu Ehren des VI. Parteitages

hatten die Mitarbeiter des Zentrallaboratoriums für Rundfunk- und Fernsehempfangstechnik Entwicklungen über ihr planmäßiges Arbeitsgebiet hinaus übernommen. Sie wurden auch termingemäß übergeben und vorgestellt.

Skalenbeleuchtung mit Lumineszenz-Leuchtplatten

Bei dieser Verpflichtung handelt es sich u. a. um die Anwendung einer Skalenbeleuchtung mit Lumineszenz-Leuchtplatten speziell für volltransistorisierte Empfänger. Die Musterkoffergeräte besitzen eine Leuchtskala, deren ganze Fläche gleichmäßig leuchtet. Bei einem Muster werden mit dem Wellenbereichschalter bestimmte Skalenstreifen umgeschaltet, so daß immer der jeweils eingeschaltete Wellenbereich leuchtet. Die Entwicklung wurde in Zusammenarbeit mit dem Entwicklungslaboratorium des VEB Berliner Glühlampenwerk durchgeführt.

Nachhalleinrichtung für Rundfunkempfänger

Die von Rundfunk- und Fernsehsendern ausgestrahlte Tonsendung setzt einen normal halligen Raum voraus, der in vielen Fällen beim Hörer nicht vorhanden ist. Durch eine kontinuierlich regelbare Nachhalleinrichtung, mit der einige Rundfunkgeräte ausgestattet wurden, ist die Anpassung an die Halleigenschaften eines Raumes möglich. Die Tonbandfreunde erhalten damit die Möglichkeit, ihre eigenen Aufnahmen mit jeder gewünschten Hallwirkung zu versehen.

Verkoder

Von besonderer Bedeutung ist die Entwicklung eines Verkoders zur späteren Einführung des HF-Stereofonie-Rundfunks nach dem Hilfsträgerverfahren. Gemeinsam mit dem Ministerium für Post- und Fernmeldewesen wurde mit diesem Verkoder und einem im Zentrallaboratorium für Rundfunk- und Fernsehempfangstechnik entwickelten Empfänger zur Aufnahme stereofonischer Sendungen die erste Versuchssendung durchgeführt.

Eine neuartige „Blitz"-Technik

durch die die gesamte Herstellung von gedruckten Schaltungen umwälzend beeinflußt werden könnte, ist von der „Armour Research Foundation" des Illionois Institute of Technology entwickelt worden. Bei der neuen Herstellungstechnik wird ein der elektrischen Fotoblitzlampe ähnliches, aber weitaus höhere Energien entwickelndes Gerät benutzt, das extrem hohe Temperaturen für den Bruchteil einer Sekunde erzeugt. Die vom Institut durchgeführten Versuche zeigten, daß es mit Hilfe dieser „Blitz"-Technik möglich ist, zahlreiche metallische Verbindungen, darunter auch Kupferverbindungen, aufzubrechen. Eine Farbschicht, in der Kupferoxyd in Pulverform als Pigmentstoff enthalten ist, kann z. B. auf eine aus keramischem Material bestehende Grundplatte für elektronische Schaltungen aufgetragen werden, auf die man anschließend eine das Licht reflektierende Platte legt, in die wie bei einer Schablone die Schaltung eingeschnitten ist. Löst man dann den Blitz aus, so wird durch die große Hitzeeinwirkung das Kupfer unter den Einschnitten herausgelöst und somit leitfähig. Durch ein Lösungsmittel wird dann das restliche Überzugsmaterial der keramischen Grundplatte entfernt, so daß nur die Schaltung übrigbleibt. In ähnlicher Weise können nach Ansicht der Wissenschaftler auch Elemente von Widerständen hergestellt werden, und zwar durch das Aufbrechen solcher Metallverbindungen wie etwa der des Nickels u. a. Auch Vielfachlötungen lassen sich mit einem einzigen Blitz bewerkstelligen.

Moskauer U-Bahnring wird automatisiert

Bis 1965 wird der Verkehr auf dem Ring der Moskauer U-Bahn automatisiert werden. In dieser Zeit werden alle vierzig auf dem Ring verkehrenden Züge auf automatische Steuerung umgestellt. Bereits in diesem Jahr werden die ersten 15 Züge auf dem Ring automatisch fahren. Moskau beginnt damit als erste Stadt der Welt mit der Automatisierung seines U-Bahnverkehrs. Die automatischen „Zugführer" wurden auf der Moskauer U-Bahn bereits in den letzten Jahren erprobt. Die mit der Automatik ausgestatteten Züge legten 80 000 km zurück und beförderten 4 Mio. Passagiere, ohne daß ein einziger Zwischenfall eintrat. Durch die bevorstehende Umstellung auf automatische Zugführung wird die Durchlaßfähigkeit auf dem Moskauer Ring bedeutend steigen. Die heutigen Zugabstände von 110 Sekunden können auf 70 Sekunden herabgesetzt werden.
Als automatischer „Zugführer" arbeitet eine Elektronenrechenmaschine. Spezielle Geräte machen ihr die Angaben über das Gleisprofil, die Entfernungen zwischen den Stationen, das Zuggewicht und den Bremsweg. Dementsprechend wählt die Maschine die rationellste Betriebsweise. Dazu gehören die Geschwindigkeit und die Bestimmung der Zeitpunkte für das Bremsen und Halten. Die Maschine hält den Fahrplan mit größerer Genauigkeit ein als jeder Zugführer. Die Elektronengeräte, die die Zugbewegungen auf den Strecken kontrollieren, teilen den automatischen Zugführern die Zugabstände mit und erteilen die erforderlichen Kommandos.

Neues aus dem Institut für Halbleitertechnik Teltow

Preisherabsetzung bei Germaniumgleichrichtern

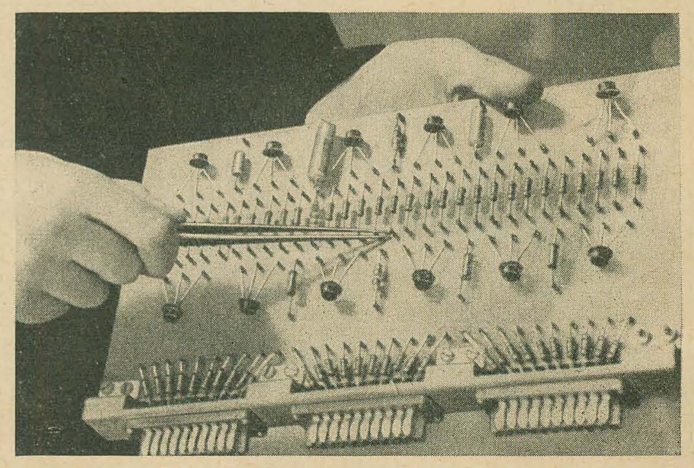
Das Herstellungsverfahren für die Germaniumgleichrichter der Reihe OY 120 — OY 125 (Nennstromstärke 10 A) konnte vom Institut für Halbleitertechnik auf Weltniveau gebracht werden. Die Ausbeute in der Serienfertigung liegt bei 90%! Dadurch wurde eine fühlbare Preisherabsetzung möglich, die bei den Typen OY 121, 122 und 123 etwa 50% beträgt. Die neuen WAP sind: OY 120: 7,60 DM; OY 121: 9,55 DM; OY 122: 14,50 DM; OY 123: 19,00 DM; OY 124: 27,00 DM OY 125: 40,00 DM. Sämtliche Typen tragen das Gütezeichen I. Die Gleichrichter werden durch das Halbleiterwerk Frankfurt (Oder) vertrieben und sind kurzfristig lieferbar. Mindermengen können durch das Handelskontor für Maschinenbauerzeugnisse, Potsdam, Leipziger Str. 60, bezogen werden.

Siliziumtransistor OC 920 — OC 923

Die Pilotfertigung des Siliziumtransistors OC 920 — OC 923 wurde mit Jahresbeginn aufgenommen. Die Kenndaten dieser neuen Transistortypen werden wir demnächst in den Halbleiterinformationen veröffentlichen.

Siliziumhöchstfrequenzdioden

Im Versuchswerk des Instituts für Halbleitertechnik wurde die Pilotfertigung einer neuen Typenreihe von Höchstfrequenzdioden aufgenommen. Für den 10-GHz-Bereich stehen Mischdioden OA 541 (Mischverlust $\leqq$ 8 dB) und OA 542 (Mischverlust $\leqq$ 7 dB) sowie die Richtdioden OA 551/OA 552 zur Verfügung. Für Frequenzen um 4 GHz sind die Mischdioden OA 546 (Mischverlust $\leqq$ 7 dB) und OA 547 (Mischverlust $\leqq$ 6 dB) und die beiden Richtdiodentypen OA 556 und OA 557 bestimmt. Die Dioden werden in geringen Stückzahlen für Forschungs- und Entwicklungszwecke geliefert. Ihre Daten werden demnächst in den Halbleiterinformationen veröffentlicht.



Unser Bild zeigt das von sowjetischen Ingenieuren entwickelte Elektronenmodell einer Nervenzelle

radio und fernsehen

ZEITSCHRIFT FÜR RADIO · FERNSEHEN · ELEKTROAKUSTIK · ELEKTRONIK

12. JAHRGANG · 1. MÄRZHEFT **5** 1963

Magnettonbandtechnik – nur zum Vergnügen?

In radio und fernsehen 22 (1961) S. 717 wurde in einer Mitteilung vom VEB Meßgerätewerk Zwönitz von der Entwicklung eines Standardlaufwerks für Heimtonbandgeräte berichtet. Auf diesem Standardlaufwerk sollte sich dann das neue Typenprogramm des VEB Meßgerätewerk Zwönitz aufbauen. Auf die Realisierung dieses Typenprogramms warteten nicht nur viele Tonbandfreunde, sondern vor allen Dingen der Außenhandel, der von den neuen Geräten, die auf dem internationalen Markt durchaus konkurrenzfähig sind, eine devisenbringende Belebung des Exportgeschäftes erwartet.

Das erste Gerät des Typenprogramms — BG 26-1 — ist jetzt im Handel erschienen (s. radio und fernsehen 4 [1963] S. 109). Wenn es, wie vorgesehen, mit dem in der DDR hergestellten Magnettonband vom Typ CR oder CRL bestückt wird, beträgt damit bei einer Bandgeschwindigkeit von 9,5 cm/s der Frequenzbereich 50 ··· 12 000 Hz. Das Gerät, das auf dem internationalen Markt durchaus ein „Schlager" sein könnte, benötigt, um den dort üblichen Frequenzbereich von 50 ··· 15 000 Hz zu erreichen, unbedingt die Bandsorte Typ CS, — aber dieses Magnettonband gibt es bei uns noch nicht. Die Kollegen des Außenhandels werden jetzt zeigen müssen, was in ihnen steckt; sie müssen ein gutes Heimtonbandgerät verkaufen, ohne die dazugehörigen Bänder liefern zu können. Diese Aufgabe entspricht ungefähr der eines Autoverkäufers, der seine Autos ohne Reifen verkaufen muß.

Der Hersteller von Magnettonbändern, der VEB Filmfabrik Agfa Wolfen, ist vorerst nicht in der Lage, das hierzu benötigte CS-Band zu liefern.

Es geht jedoch nicht nur um die Bestückung der neuen Heimtonbandgeräte mit Magnettonbändern. Es geht hier auch nicht nur darum, daß den Geräteentwicklern bei der weiteren Entwicklung weltmarktfähiger Geräte (wie z. B. der Vierspurtechnik) die Hände gebunden sind. Das Problem liegt doch auch darin, daß ein erheblicher Teil unserer Industrie in der Zukunft auf hochwertige Magnettonbänder angewiesen ist. Es soll nur auf die Magnetspeicherverfahren in der kommerziellen Technik, auf die Videoaufzeichnung von Fernsehsendungen usw. hingewiesen werden. Daß hochwertige Magnettonbänder außerdem eine gute Exportmöglichkeit besitzen, dürfte allgemein klar sein.

Hier haben also offensichtlich einige maßgebende Stellen die Wichtigkeit dieses Sektors der Technik nicht richtig erkannt und die volkswirtschaftliche Bedeutung unterschätzt. Wie kann es sonst dazu kommen, daß im VEB Agfa Wolfen immer noch die inzwischen völlig veralteten C- und CH-Bänder in größeren Mengen hergestellt werden, obgleich kein echter Bedarf mehr vorhanden ist. Die Anlagen bei den Verbrauchern, die noch mit diesen Bändern arbeiten, hätten schon längst umgestellt werden können. Die volle Umstellung der Agfa-Magnettonbandproduktion auf das zur Zeit beste uns zur Verfügung stehende CR-Band scheiterte bis jetzt an einigen fehlenden Absorbern!

Die inzwischen wieder eingesetzte Forschung auf dem Gebiet der Schallaufzeichnung läßt hoffen, daß die Rückstände zumindest nicht größer werden und daß es gelingen wird, in absehbarer Zeit den internationalen Stand wieder zu erreichen. Hierzu sind jedoch auch Investitionen notwendig, da mit den bisherigen Produktionsmitteln eine moderne Fertigung nicht durchführbar ist. Eine Voraussetzung für eine qualitativ hochwertige Produktion ist u. a. die Schaffung staubfreier und temperierter Räume, da nur so eine gleichmäßige Beschichtung der Bänder, die frei von „drop outs" sein müssen, gewährleistet ist.

Wenn auch die Forschungsarbeiten zur Schaffung eines geeigneten Magnetits für die CS-Bandproduktion inzwischen zu einem gewissen Abschluß gekommen sind, steht dann, nach Aufnahme der Produktion, nur ein CS-Band auf Acetylcellulosegrundlage zur Verfügung. Dieses Band ist in seinen mechanischen Eigenschaften noch nicht für die Videosignalspeicherung und für gewisse kommerzielle Zwecke geeignet. Hierfür geeignete Bänder können nur auf Polyesterunterlage gefertigt werden, da sie höchsten mechanischen Beanspruchungen ausgesetzt sind. Für andere, ebenso wichtige kommerzielle Zwecke, z. B. die Rechentechnik, ist das Acetylcelluloseband genau so gut geeignet, unter bestimmten Umständen ist es sogar vorzuziehen.

Leider ist der Rückstand bei Polyesterbändern so groß, daß mit einer Produktionsaufnahme vorerst nicht zu rechnen ist. Sowohl Fragen der Entwicklung, wie der Rohstoffversorgung sowie der Fertigungstechnologie sind noch nicht gelöst; der Zeitpunkt ihrer Lösung ist noch nicht abzusehen.

Wir stellen daher die Fragen:

Hat die Staatliche Plankommission die Magnettontechnik bisher ausschließlich unter der Rubrik „Massenbedarfsartikel" geführt? Hat sie nicht erkannt, daß dieser Technik darüber hinaus eine erhebliche volkswirtschaftliche Bedeutung zukommt? Hat sie ihre Bedeutung für die kommerzielle Technik, darunter die Rechentechnik und die industrielle Elektronik, und für den Export unterschätzt, abgesehen von dem auch hier hineinspielenden Problem der Störfreimachung? Hat man die eigene Stärke, die eigenen Möglichkeiten unterschätzt?

Die Gründe mögen nicht nur eine falsche Einschätzung der technischen und ökonomischen Notwendigkeiten gewesen sein. Es gab in der Zeit der offenen Grenzen objektive Schwierigkeiten, die unsere Entwicklung auf allen Gebieten gehemmt haben und die der Wirtschaft der DDR große materielle Verluste zufügten. Diese Zeit ist jedoch vorbei. Wir können jetzt, unbeeinflußt von außen, unsere Wirtschaft so aufbauen, wie sie den realen Forderungen und Möglichkeiten entspricht. Dazu müssen wir jedoch die technische und wirtschaftliche Entwicklung richtig einschätzen.

Jancke

Die Faseroptik und ihre Anwendung in der Technik

I. BORKMANN

Die Faseroptik stellt ein neues Gebiet der Technik dar, dessen Aufgabe darin besteht, elektromagnetische Schwingungen der Lichtwellenlänge in Leitern zu übertragen. Mit Hilfe der Faseroptik lassen sich elektronische Geräte aufbauen, die den bestehenden analogen Einrichtungen in vielen Beziehungen überlegen sind. Im folgenden Beitrag sollen neben den physikalischen Grundlagen ein Überblick über den derzeitigen Entwicklungsstand der Faseroptik gegeben und eine Reihe von praktischen Anwendungen erläutert werden.

Das hauptsächlichste Bauelement der Faseroptik ist gegenwärtig ein Bündel sehr dünner Glasfasern, das die Eigenschaft hat, Licht mehrere Meter in beliebiger Richtung zu leiten.

Die physikalischen Grundlagen der Faseroptik

Beleuchtet man die Stirnseite eines sehr dünnen Glasfadens mit einer mikroskopisch kleinen Lichtquelle, so wird auf Grund der verschiedenen Brechungsindizes des Glases und des umgebenden Mediums der Lichtstrahl innerhalb der Glasfaser fortlaufend an den Glaswänden total reflektiert, sofern der Brechungsindex des umgebenden Mediums kleiner ist als der des Glases. Der Lichtstrahl breitet sich dabei längs der Faser aus. Wenn der Brechungsindex des Glases wesentlich größer ist als der des umgebenden Mediums, so wird eine Totalreflexion auch dann eintreten, wenn die Glasfaser gebogen ist (Bild 1). Um eine verlustarme Reflexion zu erhalten, müssen die Glasfaserwände glatt und sauber sein.

In einer Faser mit einem Durchmesser von 50 μm wird der Lichtstrahl auf einer Strecke von einem Meter ungefähr 12000mal reflektiert. Glas hat einen Brechungsindex von 1,5 und darüber, der von Luft liegt wesentlich niedriger. Damit sind die Voraussetzungen für eine verlustarme Lichtleitung erfüllt.

In einem Faserbündel liegen die Fasern jedoch dicht an dicht ohne eine Luftschicht zwischen den einzelnen Fasern. Der Lichtstrahl, der von der Faserwand reflektiert werden soll, gelangt bei einem ungünstigen Einfallwinkel in die benachbarte Faser. Damit wird der Zweck der Faseroptik, Licht in jeder Faser getrennt zu leiten, nicht mehr erreicht (Bild 2). Um zu verhindern, daß das Licht in die benachbarte Faser gelangt, wird jede Faser zweischichtig ausgeführt. Der innere Teil der Faser besteht aus Glas mit einem hohen, die äußere Schicht aus Glas mit einem niedrigen Brechungsindex (Bild 3).

Die Herstellung optischer Fasern

Als Ausgangsmaterial für die Herstellung optischer Fasern kann entweder Kunstglas (Pyakryl) oder natürliches Glas dienen. Die Herstellungstechnologie aus Kunstglas ist relativ einfach, jedoch sind die Fasern nicht genügend beständig. Bei Biegung wird ihre Oberfläche von mikroskopisch feinen Haarrissen überzogen; die Faser verliert dadurch ihre optischen Eigenschaften. Als Ausgangsmaterial dient daher meistens hochwertiges optisches Glas. Dieses verfügt über eine sehr gute Lichtdurchlässigkeit und ist gleichzeitig ausreichend fest und biegsam. Der Durchmesser einer Faser liegt zwischen 5 und 50 μm.

Die Herstellung von solchen dünnen zweischichtigen Fasern erfolgt durch stufenweises Ausziehen eines Glasstabes mit einem Anfangsdurchmesser von etwa 25 mm, der sich in einem gut angepaßten Rohr aus Glas mit einem niedrigeren Brechungsindex befindet. Stab und Rohr werden durch Erwärmung erweicht, auf den gewünschten Durchmesser ausgezogen und auf eine Trommel gewickelt.

Die Abmessungen der Trommel und die Anzahl der Faserlagen werden so gewählt, daß der Querschnitt der Wicklung dem endgültigen Querschnitt des Bündels entspricht. Die Wicklung wird an einer oder mehreren Stellen, je nach der gewünschten Länge des Bündels, aufgeschnitten und gestreckt. Um ein einheitliches Bündel zu erhalten, könnten die Stirnseiten mit einem Epoxydharzkleber verklebt werden. Die Verwendung eines Klebers ist jedoch nicht vorteilhaft, da der Kleber weniger fest als das Glas ist, hohe Temperaturen schlechter verträgt und außerdem auf dem Bild dunkle Flecken erzeugt. Besser, wenn auch technologisch schwieriger zu beherrschen, sind die Ergebnisse bei Verschmelzen der Faserenden.

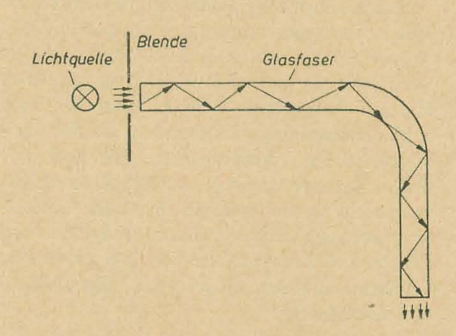


Bild 1: Lichtdurchgang durch eine dünne Glasfaser

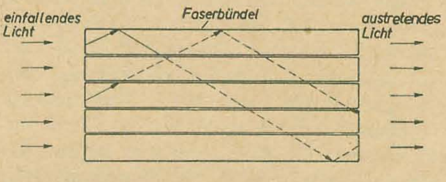


Bild 2: Lichtstreuung innerhalb eines Glasfaserbündels

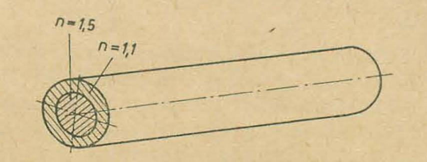


Bild 3: Schematischer Aufbau einer zweischichtigen optischen Glasfaser

Ein quadratisches Bündel solcher optischer Fasern enthält bei einer Kantenlänge von 5 cm und einem Faserdurchmesser von 5 μm ungefähr 100 Millionen Fasern. Die Abmessungen des Faserbündels sind begrenzt durch die Kompliziertheit der Herstellung und durch den Charakter der rein physikalischen Vorgänge, die in den optischen Fasern vor sich gehen. Je länger die Faser ist, desto größer sind auch die Lichtverluste, denn selbst das hochwertigste Glas ist für Licht nicht hundertprozentig durchlässig. Außerdem sind im Glas praktisch immer Deformierungen, mikroskopische Haarrisse und Blasen vorhanden, so daß auch eine Totalreflexion nicht immer eintritt. Es entsteht daher auch bei einer zweischichtigen Faser immer ein schwacher Lichtaustritt längs der Faser.

Die von verschiedenen ausländischen Firmen hergestellten Faserbündel erreichen eine Länge von 6 ··· 7 m bei einem rechteckigen Querschnitt mit einer Kantenlänge von 1 ··· 3 cm.

Die gegenwärtig hergestellten Fasern haben einen Durchmesser von 5 μm. Dieser Wert liegt nahe der unteren Grenze. Bei einem Durchmesser, der der Lichtwellenlänge entspricht, hört die Lichtleitung infolge Totalreflexion auf. Weiterhin soll einerseits die Deckschicht der Faser eine bestimmte Dicke nicht unterschreiten, um die Totalreflexion zu gewährleisten; andererseits soll ein bestimmtes Flächenverhältnis zwischen Faser und Deckschicht eingehalten werden, da sich sonst der Wirkungsgrad der Lichtübertragung wesentlich verschlechtert.

Die Eigenschaften der Faseroptik

Die mechanischen Eigenschaften des Faserbündels stimmen mit denen des optischen Glases überein. Obgleich die einzelne Faser genügend biegsam ist und viele Male gebogen werden kann, verträgt das fertige Bündel ein scharfes oder mehrfaches Biegen sehr schlecht, da dabei eine große Anzahl der Fasern abreißt. In der Praxis werden daher die Faserbündel von einem flexiblen Schlauch, meist aus Kunststoff, bei höherer Betriebstemperatur auch aus Metall, umgeben, wodurch die Beweglichkeit des Bündels stark eingeschränkt wird. Zur Verringerung der Reibung der einzelnen Fasern untereinander werden diese mit einer Spezialmasse eingerieben, wodurch das Bündel genügend biegsam wird.

Der Betriebstemperaturbereich des Faserbündels wird von der thermischen Belastbarkeit des Glases bestimmt. Für schwerschmelzbares Glas liegt die Betriebstemperatur zwischen —250 °C und +1400 °C. Für Spezialglassorten, die bessere optische Eigenschaften haben, ist der Temperaturbereich wesentlich kleiner.

Die spektralen Eigenschaften der Faseroptik werden ebenfalls von denen des Ausgangsmaterials bestimmt. Optische Fasern sind in der Lage, das gesamte optische und einen Teil des infraroten Spektrums zu leiten, d. h. elektromagnetische Wellen mit einer Wellenlänge von $\lambda = 400$ nm ··· 2500 nm. Für Spezialglassorten ist das Spektrum noch breiter und reicht bis etwa 6000 nm. Es ist bis jetzt jedoch noch nicht gelungen, optische Fasern zu entwickeln, die elektromagnetische Wellen mit einer Wellenlänge von $\lambda < 360$ nm, d. h. den ultravioletten Bereich leiten.

Wenn das Faserbündel so aufgebaut ist, daß die Fasern völlig parallel liegen, bezeichnet man es als kohärent. Ein kohärentes Faserbündel verfügt über besonders wertvolle optische Eigenschaften, jedoch ist seine Herstellung, bedingt durch die außerordentlich hohe Faserzahl, sehr schwierig und teuer. Eine ungewollte Verschiebung der Fasern im Bündel schränkt dessen Anwendungsmöglichkeiten stark ein. Das Auflösungsvermögen der Faseroptik ist dem Faserdurchmesser umgekehrt proportional: je dünner die Faser ist, desto höher ist das Auflösungsvermögen.

Die Anwendungsmöglichkeiten der Faseroptik

Obwohl die Arbeiten auf diesem Gebiet erst am Anfang stehen, ist der Anwendungsbereich der Faseroptik schon jetzt recht groß. Im folgenden sollen lediglich einige Anwendungsbeispiele, deren Entwicklung im wesentlichen abgeschlossen ist, näher betrachtet und eine Reihe weiterer Anwendungsmöglichkeiten, an deren Realisierung gearbeitet wird, erwähnt werden.

Am weitesten sind bis jetzt Katodenstrahlröhren entwickelt, bei denen der Schirm aus einer flachen Platte gebildet wird, die aus einer großen Anzahl kurzer optischer Fasern besteht. Die einzelnen Fasern sind entweder verschmolzen oder verklebt und bilden dadurch eine vakuumdichte Platte. Der Leuchtstoff wird direkt auf die Innenseite der Faserplatte aufgebracht. Das Licht wird durch die Glasfasern auf die äußere Stirnseite der Röhre geleitet. Der Vorteil solcher Faseroptik-Katodenstrahlröhren gegenüber den gewöhnlichen Katodenstrahlröhren liegt in einer völlig parallaxenfreien Bildwiedergabe sowie in einer wesentlichen Erhöhung von Helligkeit und Schärfe. So ist ein bis zu 40facher Helligkeitsgewinn gegenüber gewöhnlichen Katodenstrahlröhren erzielt worden. Dieser auf den ersten Blick unwahrscheinlich klingende Helligkeitsgewinn soll anhand der Lichtübertragung in einem normalen Glasschirm (Bild 4a) und in einem Glasfaserschirm (Bild 4b) erläutert werden.

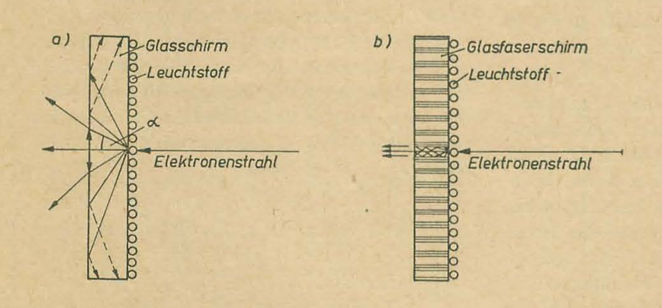


Bild 4: Lichtübertragung bei einer Katodenstrahlröhre: a) mit einem Glasschirm, b) mit einem Glasfaserschirm

Der Leuchtfleck kann als punktförmige Lichtquelle aufgefaßt werden. Er strahlt sein Licht bei einem Glasschirm in alle Richtungen ab. Bis zu einem bestimmten Winkel α gelangt das Licht noch auf die vordere Schirmseite und vergrößert dadurch den Leuchtfleck. Diejenigen Strahlen, die einen größeren Winkel α haben, werden an der vorderen Glasseite total reflektiert und gehen verloren. Nur ein geringer Teil des Lichtes gelangt daher direkt auf die äußere Schirmseite. Der Wirkungsgrad der Lichtübertragung ist bestenfalls 6,5%.

Bei einem Schirm aus Faseroptik dagegen wird der größte Teil des Lichtes vom Leuchtstoff direkt in die Glasfaser gestrahlt und ohne nennenswerte Verluste auf die Vorderseite des Schirmes übertragen. Der Wirkungsgrad der Lichtübertragung erreicht hierbei 85 ··· 90%.

Als Beispiel sei eine Faseroptik-Katodenstrahlröhre der englischen Firma Aveley Electric Ltd. erwähnt. Diese Röhre mit der Typenbezeichnung K-2226 P hat einen Schirmdurchmesser von 76 mm. Der Schirm besteht aus etwa 40 Millionen kurzer optischer Fasern mit einem Einzeldurchmesser von 8 μm. Diese Röhre ist speziell für die fotografische Registrierung sehr schnell ablaufender Vorgänge entwickelt worden. Dazu wird das lichtempfindliche Material direkt auf den Leuchtschirm gelegt. Infolge der hohen Lichtausbeute wird das Fotomaterial auch bei extrem schnellen Strahlablauf ausreichend belichtet. Weiterhin dient die Röhre zur Kopplung von Faseroptik-Systemen oder elektronischen Geräten, die einen Faseroptik-Eingang haben. Die Ablenkung und Fokussierung erfolgen magnetisch. Als Leuchtstoff wird P 11- oder P 16-Phosphor verwendet (Phosphorisotope). Der nutzbare Schirmdurchmesser beträgt 57 mm, die Gesamtlänge der Röhre 380 mm.

Mit Vidikonen (Fernsehaufnahmeröhren), die einen Faseroptikschirm haben, ist eine zufriedenstellende Bildübertragung auch bei Dämmerung möglich.

Optische Faserbündel finden unter der Bezeichnung „Fiberskope" Verwendung in der Medizin und Kernforschung.

Mit Hilfe eines quadratischen Fiberskopes mit einer Kantenlänge von etwa 1 cm lassen sich verschiedene innere Körperteile visuell untersuchen. Eine Magensonde z. B. ist so aufgebaut, daß die Hälfte der Fasern zur Beleuchtung der Magenteile dient, während das Bild durch die andere Hälfte der Fasern zum Beobachter gelangt (Bild 5). Fiberskope werden weiterhin zur Kontrolle und Beobachtung schwerzugänglicher Anlagenteile verwendet. So wurde eine Sonde mit einer Länge von 2,7 m und einer Breite von 7,5 cm zur Fernbeobachtung eines Reaktorkernes entwickelt.

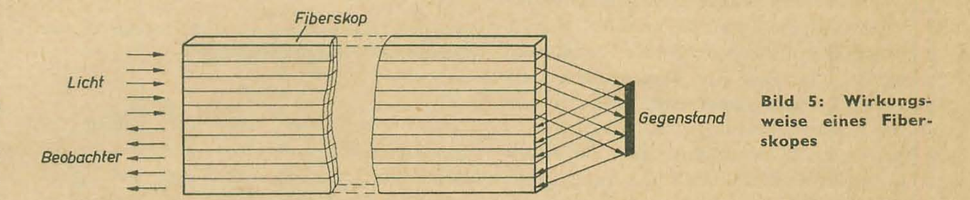


Bild 5: Wirkungsweise eines Fiberskopes

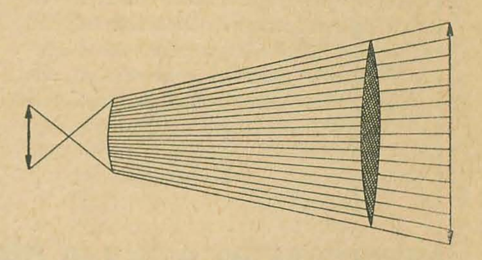


Bild 6: Vergrößerung oder Verkleinerung des Bildes durch die konische Ausbildung des Faserbündels

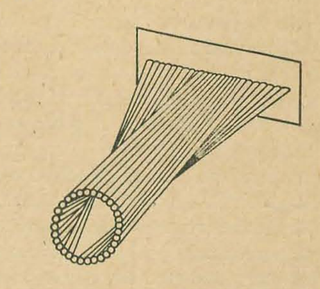


Bild 7: Umwandlung eines Kreises in eine Gerade mit Hilfe der Faseroptik

Das Auflösungsvermögen einer derartigen Sonde beträgt 0,05 mm.

Szintillierende (unter Strahlungseinwirkung aufleuchtende) Fasern finden Anwendung bei der Kernforschung. Es wurde ein Gerät entwickelt, das ein Faserbündel aus szintillierendem Kunststoff enthält. Eine Stirnseite des Faserbündels ist der Strahlungsquelle zugewandt, an die andere Stirnseite schließt sich ein Fotovervielfacher an. Unter Einwirkung von Strahlung beginnen die Fasern zu leuchten. Infolge des hohen Wirkungsgrades der Lichtübertragung spricht der Fotovervielfacher bereits auf ein ganz geringes Leuchten an, das ohne Verwendung der Faseroptik nicht mehr hätte erfaßt werden können. Wird das Faserbündel konisch ausgebildet, so kann damit eine Vergrößerung oder Verkleinerung des Bildes bzw. eine Konzentrierung oder Zerstreuung des Strahlenganges der Lichtquelle erreicht werden (Bild 6). Weiterhin lassen sich mit Hilfe der Faseroptik konforme Abbildungen durchführen, d. h. die Umwandlung einer geometrischen Figur in eine andere. Das ist für verschiedene Zwecke vorteilhaft. So ist für Zwecke der Registrierung oder Aufzeichnung oft eine andere geometrische Figur als die vorgegebene geeigneter, z. B. eine Gerade statt eines Kreises oder Quadrates

(Bild 7 und 8). Durch die Anwendung der Faseroptik in den Anzeigeeinrichtungen von Funkortungsgeräten verdoppelt sich deren Auflösungsvermögen bei gleichzeitiger Verringerung der Abmessungen und des Gewichtes der Anzeigeeinrichtungen.

Eine interessante Anwendungsmöglichkeit der Faseroptik ist die Kodierung oder Chiffrierung von Nachrichten. Wenn die Fasern im Bündel nicht parallel liegen, so wird das übertragene Bild soweit verzerrt, daß es mit allgemein zugänglichen Methoden nicht entziffert werden kann. Zur Dechiffrierung wird ein Faserbündel verwendet, in dem die Fasern nach dem gleichen System verschoben sind wie im chiffrierenden Bündel.

Große Perspektiven eröffnen sich der Faseroptik in der Rechentechnik. Es sind bereits Versuchsmuster von optischen Rechenmaschinen gebaut worden, bei denen anstelle der relativ niederfrequenten elektrischen Impulse Lichtimpulse verwendet werden. Als Lichtleiter verwendet man optische Fasern, als Speicher- und Schaltelemente dienen Lichtgeneratoren (Laser). Die Verwendung der Faseroptik sowie der Laser gestattet es, die Arbeitsgeschwindigkeit und Speicherfähigkeit optischer Rechenmaschinen im Vergleich zu den entsprechenden elektronischen Einrichtungen wesentlich zu erhöhen.

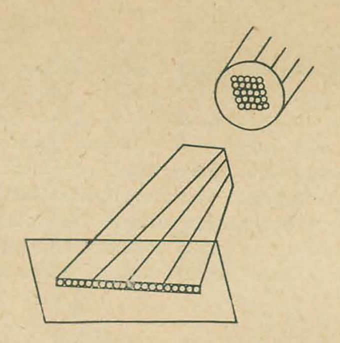


Bild 8: Umwandlung eines Rechtecks in eine Gerade mit Hilfe der Faseroptik

Große Bedeutung wird die Faseroptik auch für Zwecke der kosmischen Nachrichtenverbindung und Navigation erlangen, nachdem sich jetzt bereits für diese Zwecke der optische Wellenbereich immer mehr durchsetzt.

In der letzten Zeit hat die Herstellung von optischen Fasern für die verschiedensten Zwecke sehr zugenommen. Die Forschungsarbeiten auf dem Gebiet der Faseroptik sind jetzt im wesentlichen darauf gerichtet, deren Eigenschaften zu verbessern und die Technologie ihrer Herstellung zu vervollkommnen. Obwohl diese Arbeiten gerade erst das Versuchsstadium verlassen, ist doch jetzt schon klar, welche wichtige Rolle die Faseroptik für den allgemeinen Fortschritt in Wissenschaft und Technik spielen wird.

Literatur

[1] Faseroptik; ,,Radio" (SU) 10 (1962) S. 57 bis 59

[2] R. G. Pay: Instrument and Control Application of Glass Fibres Optics; Instrument Practice (London) 10 (1961) S. 1271 bis 1273

[3] Fibre Optic Cathode Ray Tube; Instrument Practice 6 (1962) S. 786

Zusammenschaltung von Allstromrundfunkempfänger und Tonbandgerät

Während ein Magnettonbandgerät an einem Wechselstromempfänger ohne weiteres betrieben werden kann, sind bei einem Allstromempfänger besondere Vorsichtsmaßnahmen notwendig, um den Bedienenden vor elektrischen Schlägen zu schützen. Das erklärt sich daraus, daß bei einem Wechselstromgerät, bedingt durch den Netztrafo, eine galvanische Trennung zwischen dem Netz und dem Empfängerchassis besteht. Anders bei einem Allstromempfänger. Da dieser keinen Netztrafo hat, steht eine Netzleitung ständig in leitender Verbindung mit dem Chassis. Das kann je nach Polung des Netzsteckers ein spannungsloser oder ein spannungsführender Leiter sein. Der Gerätehersteller trägt durch einen entsprechenden Aufbau des Allstromempfängers Sorge, daß der Bedienende nicht in Verbindung mit dem Chassis oder anderen Metallteilen kommen kann. Wird aber ein Tonbandgerät an den Allstromempfänger angeschlossen, so bekommt das Chassis des Bandgerätes leitende Verbindung mit dem Rundfunkempfängerchassis, und die Berührungsgefahr tritt erneut auf! Die Hersteller von Bandgeräten fordern in diesem Fall, daß ein Trenntrafo zwischen Empfänger und Netz geschaltet werden muß. Er unterbricht die direkte Netzverbindung des Empfängerchassis. Damit ist ein ausreichender Schutz für den Bedienenden gegeben.

Sehr oft aber besteht der Wunsch, trotz eines Gleichstromnetzes Besitzer eines Tonbandgerätes zu werden. In diesem Falle macht es sich der Tonbandgerätehersteller sehr einfach. Er tut das ganze Problem mit der Formulierung ab, ,,daß an einem am Gleichstromnetz betriebenen Allstromempfänger kein Bandgerät angeschlossen werden kann, da ein Bandgerät zum Betrieb Wechselstrom benötigt."

Bekanntlich ist es aber ohne weiteres möglich, unter Zuhilfenahme eines Umformers ein Tonbandgerät am Gleichstromnetz zu betreiben. Doch entsteht dabei wiederum die vorhin erwähnte Berührungsgefahr, die aber hier nicht einfach durch einen Trenntrafo beseitigt werden kann!

Gibt der Umformer eine ausreichend hohe Leistung ab, so wird der Empfänger am besten mit an ihn angeschlossen, natürlich unter Zwischenschalten eines Trenntrafos. Dieser kann aber entfallen, wenn der Umformer getrennte Motor-Generatorwicklungen hat.

In den meisten Fällen wird aber die Umformerleistung nur zum Betrieb der Bandmaschine ausreichen, so daß der Rundfunkempfänger weiterhin aus dem Gleichstromnetz gespeist werden muß. Unter gewissen Umständen ist aber der Betrieb auch hier ohne Gefahr möglich.

Das Gleichspannungsnetz besteht aus zwei spannungsführenden Außenleitern, die gegeneinander 440 V Spannung haben, sowie einem spannungslosen Mittelleiter. Da in den Wohnungen nur 220 V Spannung benötigt wird, entnimmt man von dem Verteiler der Haussteigeleitung jeweils einen Außenleiter und den Nulleiter, so daß ein Teil der Wohnungen den positiven Außenleiter und der andere Teil den negativen Außenleiter erhält. Somit kann man also an der Steckdose zwei verschiedene Arten feststellen. Einmal den spannungsführenden Plus und den spannungslosen Nulleiter, der gleich dem Minuspol ist, oder den spannungsführenden Minus und den spannungslosen Nullleiter, der dann dem Pluspol entspricht.

Wie nun leicht einzusehen ist, wird bei der ersten Art das Chassis des Empfängers spannungsfrei sein, dagegen liegt beim negativen Außenleiter ständig die volle Netzspannung am Chassis. In diesem Fall ist von dem Anschluß eines Bandgerätes unbedingt Abstand zu nehmen, da hier ständig eine unmittelbare Gefahr für den Benutzer besteht. Als Abhilfe kann nur die Umpolung des Wohnungsnetzes auf den anderen Außenleiter empfohlen werden.

Steht dagegen der positive Außenleiter zur Verfügung, so kann ein ungefährliches Zusammenschalten von Empfänger und Bandgerät dann erfolgen, wenn dafür Sorge getragen wird, daß der Netzstecker nicht versehentlich umgepolt werden kann, weil dann das Chassis wieder spannungsführend wäre. Zwar würde der Empfänger in diesem Falle auch nicht spielen, doch läßt sich das auf Grund der längeren Anheizzeit eines Allstromempfängers nicht sofort feststellen. Inzwischen kann aber schon ein Unglück passiert sein.

Eine vollkommene Sicherheit gegen unbeabsichtigtes Falschpolen bieten sogenannte Hakensteckdosen. Der dazu gehörige Stecker hat anstelle der sonst üblichen Stifte zwei um 90° abgewinkelte Metallstreifen, die von oben nach unten in die Steckdose geführt werden.

Die Polarität des in der jeweiligen Wohnung vorhandenen Außenleiters läßt sich sehr einfach durch einen Polprüfer-Schraubenzieher ermitteln. Zunächst sucht man den spannungsführenden Leiter; ist er gefunden, bleibt der Polprüfer gleich in diesem Steckdosenkontakt stecken. Nun muß mit Hilfe einer Prüfstrippe o. ä. eine Verbindung zwischen der Polprüferhinterseite und dem zweiten Steckdosenkontakt hergestellt werden. Aus der leuchtenden Glimmröhre läßt sich leicht die Polarität des Außenleiters erkennen. Leuchtet die der Steckdose zugewandte Hälfte der Glimmröhre, so ist der Außenleiter negativ, leuchtet dagegen die dem Prüfenden zugewandte Hälfte auf, so hat der Außenleiter eine positive Polarität. Durch diese vorgenannten Maßnahmen ist es auch bei einem Gleichspannungsnetz möglich, einen Rundfunkempfänger zusammen mit einem Magnettonbandgerät betriebssicher zu betreiben!

R. Kubitza

Der Antrieb bei Heimtonbandgeräten

HEINZ FOERSTER

Viele Amateure haben den Wunsch, sich ein Tonbandgerät selbst zu bauen. Beim intensiven Studium der zahlreichen in Fachzeitschriften veröffentlichten Bauanleitungen stellt sich heraus, daß mehrere Systeme des Antriebes als Lösungsweg gewählt werden können, s. [1] [2] [3]. Im folgenden sollen diese Antriebsprobleme bei Heimtonbandgeräten näher untersucht werden.

Das Tonband soll durch das Antriebssystem des Tonbandgerätes in einer bestimmten Geschwindigkeit, die heute bei Heimtonbandgeräten 19,05, 9,53 und 4,76 cm/s und in Sonderfällen für die Aufnahme von Sprache 2,38 cm/s beträgt, konstant transportiert werden. Dabei müssen bestimmte Forderungen berücksichtigt werden, um bei den geringen Bandgeschwindigkeiten ein Maximum an Qualität zu erreichen. Diese Forderungen betreffen weitgehend geringe Abweichungen von der gewählten Bandgeschwindigkeit. In diesem Zusammenhang ist es vielleicht erforderlich, auch einmal darauf hinzuweisen, daß Tonbandgeräte produziert werden, die von den im Datenblatt angegebenen Bandgeschwindigkeitssollwerten bis zu 10% abweichen (wichtig für den Bandaustausch). Darum ist es sicherlich nicht uninteressant, einmal eine recht primitiv anmutende Meßmethode der Bandgeschwindigkeitsmessung zu erläutern. Um eine Messung mit einer Genauigkeit von $<1\%$ durchführen zu können, wird von einem neuen normalen Band ein Meßband angefertigt. Bei einer zu messenden Bandgeschwindigkeit von 9,53 cm/s wird von diesem eine Länge von etwa 10 m abgeschnitten. Auf diesem Band werden zwei Markierungen angebracht, die genau eine Länge von 9,53 m begrenzen. Beim Durchlauf des Bandes nehmen wir die Zeit zwischen Anfangs- und Endmarkierung. Hält das Gerät den propagierten Wert von 9,53 cm/s ein, muß nach einer Durchlaufzeit von 100 Sekunden die Endmarke erreicht werden.

Besonders unangenehm sind die mehr oder weniger kurzzeitigen Abweichungen von der Sollgeschwindigkeit. Diese Abweichungen, die durch den nicht präzisen Rundlauf der Tonrolle und Umlenkrollen sowie durch den unsauberen Lauf des Tonmotors und der Schwungmasse oder auch schlechte Bremsung des Abspiel- bzw. ruckweisen Antriebs der Aufwickelspule, aber auch durch Schlupf des Bandes an der Tonwelle entstehen, bewirken Tonhöhenschwankungen der vom Gerät aufzunehmenden oder wiederzugebenden Tonbandaufzeichnung.

Die Messung bereitet größere Schwierigkeiten, da für die Absolutmessung von Geschwindigkeitsschwankungen ein Tonhöhenschwankungsmesser erforderlich ist. Für den Amateur verbleibt meist nur die subjektive Beurteilung, d. h. das Abhören von einwandfrei auf Band aufgenommenen Meßtönen.

Die Anfälligkeit gegenüber kurzzeitigen Geschwindigkeitsschwankungen wächst bei Tonbandgeräten mit der kleiner werdenden Bandgeschwindigkeit. Um minimale Werte bei den Geschwindigkeitsschwankungen zu erhalten, ist dem eigentlichen Bandantrieb größte Beachtung beizumessen [4].

Während bei Studiobandgeräten zumeist der direkte Antrieb Verwendung findet, hat sich bei Heimtonbandgeräten der weitaus einfachere indirekte Bandantrieb durchgesetzt.

Direkter Antrieb

Der direkte Antrieb soll im Prinzip anhand von Bild 1 erläutert werden. Die verlängerte Achse des Tonmotors (TM) ist bei dieser Ausführung gleichzeitig Tonwelle und führt zusammen mit der Gummiandruckrolle (G) den Bandtransport durch. Der Wickelmotor (W) ist mit dem Rückwickelmotor (R) so elektrisch verbunden (geringe Gleichspannung), daß der Abwickelmotor dem Abwickelvorgang die jeweils erforderliche Bremsung entgegengesetzt und der Aufwickelmotor das Band immer mit entsprechendem Bandzug wickelt. Dieser Vorgang kann im Rahmen dieses Beitrages verständlicherweise nur schematisch beschrieben werden.

Eine Vereinfachung des direkten Bandantriebs ist der 2-Motoren-Antrieb. Hier ist ebenfalls die Achse des Synchronmotors für die Tonwelle eingesetzt, während der Aufwickelvorgang von einem separaten Motor durchgeführt wird. Die Bremsung erfolgt vom Band gesteuert über eine Bremstrommel des Abwickeltellers oder eine Rutschkupplung. Den Rückspulvorgang übernimmt beim 3-Motoren-Laufwerk der Abwickelmotor, der nun volle Netzspannung erhält, während dem Wickelmotor für den gleichmäßigen Rückspulvorgang eine Gegenspannung zugeführt wird. Beim 2-Motoren-Laufwerk erfolgt ein mechanisches Umschalten des Wickelmotors, der dann den Rückwickelvorgang durchführt, während der Aufwickelteller mechanisch gebremst wird.

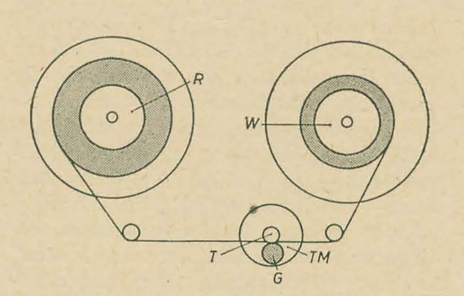


Bild 1: Direkter Bandantrieb

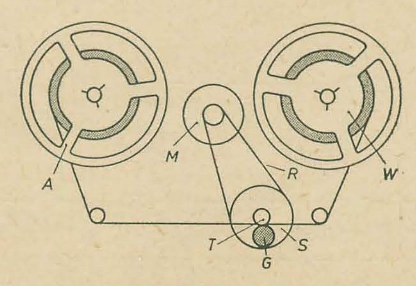


Bild 2: Indirekter Bandantrieb

Indirekter Antrieb

Charakteristisch für den indirekten Antrieb (Bild 2) ist die Verwendung eines einzigen Motors für den gesamten Bandantrieb. Die Tonwelle (T) ist separat gelagert und mit einer großen Schwungmasse (S) versehen. Der Antrieb der Schwungmasse und damit der Tonwelle erfolgt über mehr oder weniger elastische Antriebsglieder von einem gesondert angebrachten Motor (M). Gleichzeitig übernimmt dieser Motor den Antrieb der Wickelspule (W) bei normalem Vorlauf und beim Rücklaufvorgang den Transport der Abwickelspule (A). Die Anschaltung erfolgt dabei durch das Anlegen von zusätzlichen Rollen, die elektromagnetisch oder mechanisch geschaltet an die jeweilige Seite gelegt werden. Die Bremsung für die Spulenseiten wird durch Rutschkupplungen durchgeführt, deren einwandfreie Ausführung wesentlichen Anteil an der Wiedergabequalität hat. Wie schon erwähnt, entsteht durch ein nicht stoßfreies Bremsen der Abwickel- und der Aufwickelspule ein ungleichmäßiger Bandtransport. Eine konstante Bandführung ist aber für eine höchstmögliche Aufnahme- und Wiedergabequalität von ausschlaggebender Bedeutung [5].

Vergleich beider Systeme

Welchem Antriebssystem ist nun der Vorzug zu geben? Grundsätzlich ist dazu zu sagen, daß von einer Überlegenheit des einen oder des anderen Systems nur in bezug auf die Betriebssicherheit des gesamten Gerätes bei Dauerbetrieb gesprochen werden kann. Es kann aber gesagt werden, daß, wenn der Tonmotor bei der einen und die Schwungmasse in der anderen Ausführung den technischen Anforderungen entsprechend ausgelegt sind, bei beiden Antriebsarten die gleiche hohe Qualität bei der Aufnahme und Wiedergabe unter Berücksichtigung der Bandgeschwindigkeit zu erreichen ist.

Beide Antriebssysteme besitzen das gleiche Kriterium, die Tonwelle, wobei es bei beiden Arten darauf ankommt, daß die Tonwelle ohne Schlag wirklich rund läuft. Diese Forderung wird aber von keinem System restlos erfüllt. Dieser unrunde Lauf der Tonwelle kann sich so auswirken, daß sich der Berührungspunkt zwischen Tonwelle und Band verlagert, wenn sich der Mittelpunkt von links nach rechts und umgekehrt beim Lauf verschiebt. Dadurch entsteht durch die Überlagerung der Drehgeschwindigkeit eine Translationsgeschwindigkeit, die zwischen zwei Ex-

tremwerten schwankt und eine Abweichung von der Sollgeschwindigkeit bewirkt. Die daraus resultierenden Schwankungen können eine Frequenzmodulation der Tonbandaufzeichnung bewirken.
Die Realisierung der mechanischen Genauigkeitsforderungen an die Tonwelle setzen eine gewisse Mindestmaterialstärke voraus. Bei den üblichen niedrigen Bandgeschwindigkeiten von Heimtonbandgeräten können die Tonwellendurchmesser also nicht extrem dünn gemacht werden. Wenn man trotzdem auch bei diesen Geräten den direkten Antrieb des Tonbandes durch einen Tonmotor durchführen wollte, wäre dazu ein 12poliger Motor bei 9,53 cm/s (bei 4,76 cm/s sogar 35polig) bei einem Tonwellendurchmesser von 3,64 mm erforderlich. Ergänzend ist zu sagen, daß ein Durchmesser von etwa 3 mm als unterste Grenze unter Berücksichtigung des Druckes durch die Gummiandruckrolle, die bei Heimtonbandgeräten etwa 1000 p beträgt, anzusetzen ist. Wollte man den Durchmesser der Tonwelle weiter verringern, müßte eine zusätzliche Lagerung am oberen Ende erfolgen, die aber die Gefahr des Verölens der Welle und der Andruckrolle erhöht.
Über den Tonmotor, den Motorluftspalt und damit verbundene Schwierigkeiten, wie Rüttelkräfte, Vibrationen sowie Resonanzen, lassen sich Abhandlungen schreiben, die den Rahmen dieses Beitrages sprengen würden. Deshalb sei hier nur darauf hingewiesen, daß anstelle des für den direkten Bandantrieb erforderlichen Qualitätsmotors beim indirekten Antrieb ein wesentlich einfacherer Motor verwendet werden kann. Den Ausgleich bildet eine sehr gut ausgewuchtete Schwungmasse, die über elastische Zwischenglieder mit dem Motor gekuppelt ist. Hier liegt auch eine Erklärung für den derzeitigen Vorteil des direkten Bandantriebes für Qualitätstonbandgeräte im Dauerbetrieb. Die Störanfälligkeit ist — bedingt durch die Abnutzung des elastischen Zwischengliedes zwischen Motor und Schwungmasse in Abhängigkeit von der Umgebungstemperatur, natürlichem Verschleiß und anderen Einflüssen, wie Alterung und Materialwanderung — wesentlich höher als bei dem direkten Bandantrieb.
Gute Gleichlaufeigenschaften bauen sich beim indirekten Bandantrieb vorwiegend auf eine sehr gut ausgewuchtete Schwungmasse, die daneben noch äußerst präzise gelagert sein muß, auf. Die Konstanz der Bandgeschwindigkeit ist außerdem aber auch von der einwandfreien Ausführung der Zwischenglieder des Antriebsriemens (Gummi-, Kunststoffpese, Gewebeband) bzw. Reibradgetriebes, die als Hauptverschleißglieder zu bezeichnen sind, abhängig.

Batterietonbandgerät

Bei tragbaren Batterietonbandgeräten treten Momente in Erscheinung, die bei Geräten mit stationärem Betrieb nicht berücksichtigt zu werden brauchen.
Batterietonbandgeräte sind netzunabhängige Geräte mit geringem Gewicht, aber mit technischen Merkmalen, die weitgehend den Heimtonbandgeräten entsprechen. Dabei wären als markante Punkte die Einhaltung des vorgegebenen Bandvorschubes (wichtig für das Abspielen der Bänder auf anderen Heimtonbandgeräten), die Verwendung des Halbspurverfahrens, die der internationalen Norm angepaßt ist (Spurlage), und eine möglichst lange Spielzeit unter Verwendung von handelsüblichen Batterien (Trockenelementen) zu nennen [6].
Verständlicherweise bereitet bei diesen Geräten der Antrieb, der einen konstanten Bandtransport auch beim Absinken der Batteriespannung garantieren soll, besonders große Schwierigkeiten.
Im allgemeinen ist schon wegen des Antriebsmotors, der eine relativ hohe Geschwindigkeit besitzt (3000 U/min), der indirekte Bandantrieb anzutreffen. Dabei sind auch hier gute Gleichlaufeigenschaften nur mit einer großen Schwungmasse zu erreichen.
Beim Konstanthalten der mittleren Drehzahl durch den Tonmotor bringt der Einsatz von Transistoren in Verbindung mit einem Fliehkraftschalter eine sichere Lösung (Bild 3).
Schwierigkeiten bereitet bei diesen tragbaren Geräten der Betrieb „in jeder Lage". Nicht nur, daß eine Verriegelung der Bandspulenkörper vorhanden sein muß, auch beim Bewegen des gesamten Gerätes soll ein einwandfreier Betrieb gewährleistet sein. Das bedeutet, daß beim Schwenken, besonders in Richtung des Bandlaufes, keine Verschlechterung des Gleichlaufes eintreten darf. Dabei bestimmt zwar die Automatik des Fliehkraftschalters mit der Transistor-Drehzahlregelung im wesentlichen die Bandgeschwindigkeit, aber auch hier ist die große Schwungmasse ausschlaggebend für das Verhindern von schnellen Schwankungen der Tonwelle.
Beim Aufbau von transportablen Batterietonbandgeräten hat sich herausgestellt, daß eine langsam laufende Schwungmasse beim Bewegen des gesamten Gerätes ungünstig ist und durch die Einwirkung von Zentrifugalkräften Verschlechterungen des Gleichlaufes eintreten. Wesentlich günstigere Ergebnisse zeigt dagegen eine schnell laufende Schwungmasse, die allerdings eine Reduzierung des Durchmessers der Tonwelle erforderlich macht. Die Gleichlaufeigenschaften können ferner wesentlich verbessert werden, wenn der Antrieb der Schwungmasse nicht durch eine Antriebspese, sondern durch eine verhältnismäßig starre Verbindung durch einen Reibradantrieb — als Verbindung mit dem Tonmotor — durchgeführt wird. Dadurch werden die beim Bewegen des Tonbandgerätes entstehenden Kräfte durch den relativ „steifen" Lauf der Schwungmasse weitgehend eliminiert.

Hinweise

Gleichlaufschwankungen treten aber auch durch eine unsaubere Bandführung auf, wobei schlechte Bandhöhenführungen und eine mangelhafte Justage der Tonwelle-Andruckrolle ein Pendeln des Bandes hervorrufen. Dieses Schwanken des Tonbandes vor den Tonköpfen hat eine Winkeländerung des Tonträgers zum Spalt des Abhörkopfes (bzw. Sprechkopfes bei der Aufnahme) zur Folge und bewirkt dadurch Amplitudenschwankungen [7].

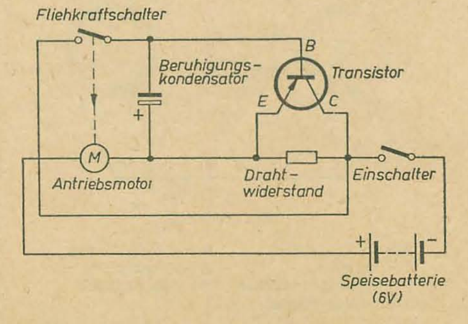


Bild 3: Drehzahlregulierung bei Batterietonbandgeräten

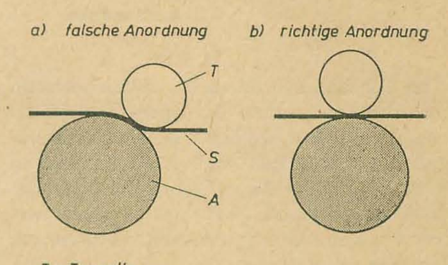


Bild 4: Lage der Tonwelle-Andruckrolle

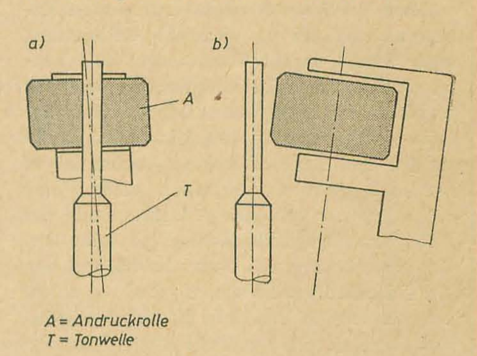


Bild 5: Falschstellungen Tonwelle—Andruckrolle

Abschließend soll deshalb noch auf die korrekte Einstellung der Tonwelle-Andruckrolle hingewiesen werden. Die Forderung, daß der Tonträger nicht auf die Andruckrolle auflaufen soll, muß auch bei Heimtonbandgeräten berücksichtigt werden (Bild 4). Wenn das Band dazu neigt, von der Tonwelle nach oben oder unten abzuwandern, ist eine Justage der Andruckrolle dringend erforderlich, wobei nicht nur auf die Parallelität (Bild 5a), d. h. auf das evtl. Klaffen der Achsen, zu achten ist, sondern auch auf die Einstellung der Flucht (Bild 5b), d. h. auf die Deckung der Achsen von Tonwelle und Andruckrolle.

Literatur

[1] H. Jakubaschk: Motortastensteuerung eines Tonbandgerätes mit drei Motoren; radio und fernsehen 10 (1959) S. 323 bis 324
[2] U. Schmidt: Selbstbau eines Studio-Magnettongerätes; Funk-Technik 16—20 (1960)
[3] H. Vagt: Einbau-Magnettongerät für den Selbstbau; Funk-Technik 4 (1958) und 5 (1959)
[4] F. Winckel: Schallaufzeichnung; Handbuch für Hochfrequenz- und Elektrotechniker, Bd. II, S. 551—576
[5] W. D. Limpert: Magnettontechnik; Technica 22 (1959) S. 1255—1259
[6] K. Belter: „Tonreporter" KMG 1 — ein zweckmäßiges Gerät?; radio und fernsehen 2 (1959) S. 54—56
[7] L. Schmiedekind: Einstellen von Tonbandgeräten ohne Bezugsband; radio und fernsehen 23 und 24 (1957)

Eigenschaften und Anwendungen piezoelektrischer Keramik als Filter in der HF-Technik Teil 1

Ing. L. NAUMANN

Auf der Suche nach neuen Keramiken mit hoher Dielektrizitätskonstante wurden bei solchen keramischen Massen piezoelektrische Eigenschaften festgestellt, die vorher nur bei Quarz, Turmalin und einigen anderen Mineralien bekannt waren. Das aus den Erdalkalimetallen bekannte Bariumtitanat wurde dann bald für Tonabnehmer und Ultraschallgeneratoren verwendet. Der Einsatz keramischer Massen als Filter in der HF-Technik wurde durch die in den letzten Jahren erfolgte Entwicklung neuer und verbesserter Eigenschaften an keramischen Elementen möglich.

Dabei sind keramische Filter den Resonanzkreisen aus konzentrierten Bauelementen in mancher Hinsicht überlegen. Bei kleinen Abmessungen und geringem Gewicht besitzen sie eine recht hohe mechanische und elektrische Stabilität und eignen sich hauptsächlich wegen ihrer niedrigen Eingangs- und Ausgangsimpedanzen vorzüglich als Siebglieder in ZF-Stufen von Transistorgeräten. Gegenüber normalen Resonanzkreisen lassen sich piezoelektrische Filter mit Hilfe einer automatisierten Technologie recht preisgünstig herstellen und benötigen weder einen Abgleich auf ihre Betriebsfrequenz noch irgendwelche Wartung. Das keramische Filter kann als eine neue Klasse zuverlässiger Schaltelemente betrachtet werden, bei dem eine Miniaturisierung ohne Selektivverlust möglich ist und das sich für die Anwendung in automatischen Fließbandverfahren mit gedruckter Schaltung eignet.

Im folgenden werden Eigenschaften und Wirkungsweise piezoelektrischer Keramikfilter sowie einige Anwendungsbeispiele beschrieben.

Technologie der Herstellung

Die Metalloxyde werden getrennt abgewogen, fein gemahlen und entsprechend ihrem Verwendungszweck in einer gewünschten Zusammensetzung gemischt. Das so gewonnene Pulver wird auf eine Temperatur von mehreren hundert Grad Celsius erhitzt, wo eine chemische Reaktion zu Kristalliten einsetzt. In geeigneten Stahlformen wird das Material unter hohem Druck zu Scheiben verpreßt und bei etwa 1000 °C gesintert. Dabei werden diese Scheiben auf 95% der absoluten Dichte gebracht. Zum Herstellen der Elektroden wird eine Silberpaste auf beide planparallele Seiten der Scheibe aufgetragen und anschließend eingebrannt.

Im Gegensatz zu Einkristallen, die von Natur aus eine Polarisation besitzen, setzt sich das polykristalline Keramikmaterial aus einer Anzahl ziellos durcheinander gewürfelter Dipolbereiche zusammen. Die Polarisation geschieht durch Anlegen eines elektrostatischen Feldes von 40 kV/cm an beide Elektroden der Scheibe, die sich in einem auf 100 °C erwärmten Ölbad befindet. Unter Beibehaltung des elektrischen Feldes wird anschließend das Bad auf Raumtemperatur abgekühlt. Durch diese Behandlung richten sich die anfangs regellosen Dipolbereiche aus. Der damit erreichte Effekt ist auch nach Abschalten des Feldes permanent und die polykristalline Masse verhält sich im Hinblick auf ihre piezoelektrischen Eigenschaften wie ein Einkristall. Dieser Effekt wurde zuerst bei Bariumtitanat festgestellt, das jedoch eine Anzahl von Nachteilen besitzt. Es hat einen relativ niedrigen Curiepunkt, bei dem die permanent ausgerichteten Bereiche wieder in ihre Ziellosigkeit zurückfallen; der elektromechanische Umwandlungsgrad ist sehr niedrig und die Abhängigkeit der Parameter von der Temperatur recht groß.

Die von der amerikanischen Clevite Corporation entwickelten Filterelemente PZT-6 (bzw. LZ-6) und die unter dem Handelsnamen Transfilter bekannten Keramikfilter setzen sich in ihren Hauptbestandteilen aus Bleioxyd (PbO), Zirkonoxyd (ZrO_2) und Titanoxyd (TiO_2) zusammen. Aus den Anfangsbuchstaben der chemischen Kurzzeichen ergibt sich die Bezeichnung PZT, die daran anschließende Zahl kennzeichnet das Mischungsverhältnis. Diese Gruppe besitzt gegenüber dem Bariumtitanat höhere Temperatureigenschaften und ermöglicht eine Veränderung der Charakteristik in weiten Grenzen durch Änderung und Anwendung verschiedener Beimengungen.

Als Schutz gegen Einflüsse von außen werden die Keramikscheiben in hermetisch verschlossenen Metall- oder Isolierstoffgehäusen untergebracht. Eindringende Luftfeuchtigkeit würde eine Änderung der Resonanzfrequenz zu Folge haben. Die Kontaktabnahme geschieht durch nach außen geführte Metallfedern. Ein unmittelbares Verlöten der Anschlüsse mit den Silberelektroden erwies sich wegen des Mitschwingens der Zuleitungen als ungünstig.

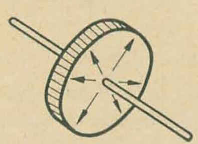


Bild 1: Radial schwingende Keramikscheibe mit zwei Elektrodenanschlüssen

Wirkungsweise

Durch eine an beide Elektroden angelegte Wechselspannung wird die Keramikscheibe zu mechanischen Schwingungen angeregt. Dabei ist vorausgesetzt, daß die angelegte Frequenz mit der aus den geometrischen Abmessungen der Keramikscheibe und den elektromechanischen Eigenschaften des Materials herrührenden mechanischen Resonanzfrequenz übereinstimmt. Mit wachsender Frequenz erhält man zunächst die einzelnen Radialresonanzen und dann die Dickenresonanzen, wobei noch auftretende Biege- und Oberflächenresonanzen hier nicht von Interesse sind [7]. Für Radialschwinger ist nur der Durchmesser D der Scheibe maßgebend, aus dem sich mit der vom Keramikmaterial abhängigen Frequenzkonstante N_D die niedrigste Resonanzfrequenz aus der Beziehung

$$f_s = \frac{N_D}{D} \quad (1)$$

ergibt. Aus den einer Arbeit von Voigt [7] entnommenen Frequenzplänen ist ersichtlich, daß die Resonanzfrequenzen der Oberwellen keine Harmonischen zur Grundwelle darstellen. Für die Radialresonanzen liegt die Frequenz der ersten Oberwelle um den Faktor 2,6 und die der zweiten um den Faktor 4,1 höher als die Grundresonanzfrequenz.

Schwingungen in axialer Richtung, die sogenannten Dickenresonanzen, sind von der Scheibendicke d abhängig. Die Grundresonanzfrequenz der Dickenschwingung läßt sich aus der Frequenzkonstante N_d und der Scheibendicke d nach der Gleichung

$$f_d = \frac{N_d}{d} \quad (2)$$

berechnen. Für die Anwendung piezoelektrischer Keramik als Filter in der HF-Technik wird vorwiegend die radiale Schwingungsart bevorzugt, da sie frei von unerwünschten Nebenresonanzen ist. Um eine Interferenz der relativ stark ausgebildeten Dickenschwingung mit der radialen Schwingung zu vermeiden, muß die Frequenz f_d mehrfach höher liegen als die Radialfrequenz. Untersuchungen haben ergeben, daß das Verhältnis Scheibendurchmesser D zur Scheibendicke d den Wert 4 : 1 nicht unterschreiten darf. Infolge Fabrikationsschwierigkeiten läßt sich die minimale Scheibendicke nicht unter 0,3 mm herstellen. Für die in der Literatur [4] [5] angegebene Frequenzkonstante $N_D \approx 2400$ kHz · mm ergibt sich als obere Frequenzgrenze für die radiale Schwingungsart der Wert 2 MHz.

Der Bedarf keramischer Filter für höhere Frequenzen führte in den letzten Jahren zu Untersuchungen an Dicken- und Scherschwingern. Dabei ist von D. R. Curran und D. J. Koneval ein in Mikromodulbauweise auf-

gebautes T-Glied für den 10-MHz-Bereich hergestellt worden, das weniger als 2 dB minimalen Betriebsverlust aufweist und eine Bandbreite von 3 bis 5% besitzt. Dieser Versuchsaufbau enthält zwanzig einzelne Filterscheiben mit den äußeren Abmessungen von 8×8×7 mm.

Beachtlich ist die hohe zeitliche Konstanz der keramischen Filter gegenüber Filtern aus konzentrischen Bauelementen. In den Datenblättern der Firma Intermetall wird die Änderung der Resonanzfrequenz im Temperaturbereich von −20 °C bis + 65 °C mit nur ± 0,1% angegeben, während die zeitliche Änderung innerhalb zehn Jahren < 0,2% sein soll. Bild 2 zeigt die Temperaturabhängigkeit der Frequenzkonstante N_D von der Keramik LZ-6 (Brush Crystal Co. Ltd.) nach entsprechender Alterung.

Auf Grund ihres robusten Aufbaus halten die Keramikfilter eine Schlagbeanspruchung bis zu 100 g aus.

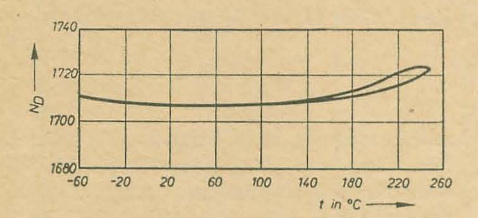


Bild 2: Temperaturabhängigkeit der Frequenzkonstante N_D der Keramik LZ-6 (nach der Stabilisation)

Weiterhin ist beachtenswert, daß die piezoelektrische Keramik einen höheren elektromechanischen Kopplungskoeffizienten besitzt als Quarzkristalle, und daraus ergibt sich die Anwendung für Filter großer Bandbreite.

Grundresonator (zweipoliges Filter)

Für das zweipolige Filter TF-01 (TF = Transfilter Fundamental) wird als Material die Keramik PZT-6 verwendet, die folgende Eigenschaften (Tabelle 1) aufweist.

Das zweipolige Filter enthält eine Keramikscheibe von etwa 5 mm Durchmesser bei einer mittleren Dicke von 0,38 mm. Die Elektroden nehmen die gesamte Fläche der Scheibe ein.

Bild 4 zeigt die äquivalente Schaltung eines Zweipolfilters mit seinem aus dem inneren Aufbau hergeleiteten Schaltzeichen. Vernachlässigt man in erster Näherung die Wirkkomponenten, dann lassen sich die Netzwerke keramischer Resonatoren wie die von Quarzkristallen berechnen.

Tabelle 1: Kennwerte der Keramik PZT-6 bei 25 °C

relative Dielektrizitätskonstante ε_r	1100
mechanische Güte Q_m	340
planarer Koppelfaktor k_p	0,39
Frequenzkonstante für die Radialschwingung einer dünnen Scheibe N_D	2380 kHz · mm
Frequenzkonstante für die Dickenschwingung einer dünnen Scheibe N_d	2060 kHz · mm
Dichte e	1,45 g/cm³
Curie-Temperatur T_C	335 °C

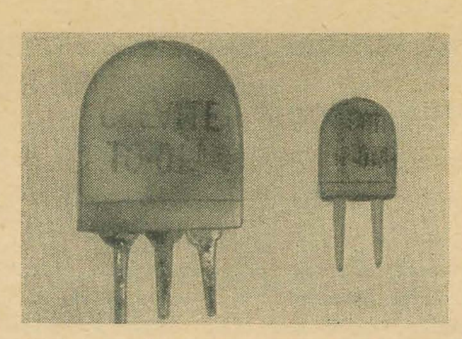
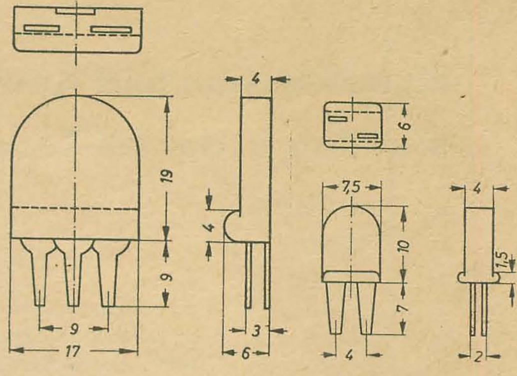



Bild 3: links: Äußere Form und rechts: Abmessungen eines zwei- und eines dreipoligen Transfilters

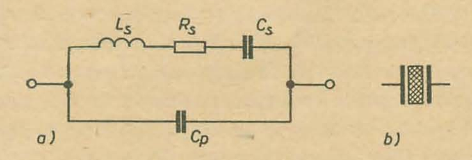


Bild 4: a) Äquivalente Schaltung eines zweipoligen Keramikfilters. Gemessene Werte am Filter TO-01 B.
C_p = 424 pF; C_s = 76 pF; L_s = 1,54 mH; R_s = 11 Ω; Q = 410
b) Schaltsymbol für ein keramisches Zweipolfilter

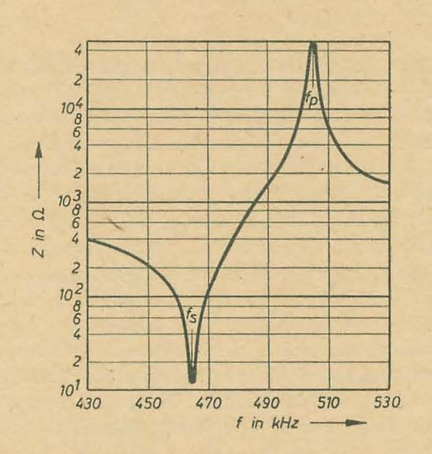


Bild 5: Scheinwiderstandsverlauf eines Zweipolfilters TF-01 B

Weit unterhalb seiner Resonanzfrequenz wirkt das Zweipolfilter als reiner Kondensator, dessen Kapazität C analog der eines Plattenkondensators vom Durchmesser der Scheibe sowie der Dicke und der Dielektrizitätskonstante des Keramikmaterials abhängt. Die Kapazität wird üblicherweise bei einer Frequenz f = 1 kHz gemessen.

Es ist

$$C = \frac{\varepsilon_r \cdot \varepsilon_0 \cdot \pi D^2}{4\,d} \qquad (3)$$

Entsprechend der im Bild 4 gezeigten äquivalenten Schaltung wird das Filter in der Umgebung der Resonanzfrequenz als Schwingkreis wirksam, bei dem sich die Kapazität C in die beiden Kapazitäten C_s und C_p aufteilt.

$$C = C_s + C_p \qquad (4)$$

Die Kapazitätsteilung in C_s und C_p bewirkt für das Keramikfilter zwei ausgeprägte Resonanzfrequenzen; die Parallelresonanzfrequenz f_p und die Serienresonanzfrequenz f_s, wobei $f_s < f_p$ ist. Grundsätzlich können beide Resonanzfrequenzen ausgenutzt werden. In der praktischen Ausführung aber zeigte sich, daß sich keramische Filter für die Serienresonanz technologisch einfacher herstellen lassen und vorwiegend auf dieser Frequenz arbeiten. Die angegebenen Toleranzen gelten daher nur für die Serienresonanzfrequenz.

Die Impedanzänderung zwischen der Serien- und Parallelresonanz ist im Bild 5 gezeigt. Erwähnenswert ist die zwischen beiden Resonanzstellen hohe Impedanzänderung > 300 : 1.

Das Verhältnis der Serienkapazität C_s zur Parallelkapazität C_p hängt in der Hauptsache vom elektromechanischen Kopplungskoeffizienten k_p des Keramikmaterials ab und bestimmt den Abstand der Serienreonanzfrequenz von der Parallelresonanzfrequenz. Das Kapazitätsverhältnis erhält man aus der Beziehung

$$\frac{C_s}{C_p} = \frac{f_p^2 - f_s^2}{f_s^2} \qquad (5)$$

Die erreichbare Bandbreite Δf steht dabei im direkten Verhältnis zur Frequenzdifferenz f_s und f_p.

Die Induktivität L_s ergibt sich aus der Serienresonanz f_s des Filters:

$$L_s = \frac{1}{(2\pi \cdot f_s)^2 \cdot C_s} \qquad (6)$$

Die mechanische Güte Q_m des keramischen Materials bestimmt die elektrische Kreisgüte, die sich durch den Verlustwiderstand R_s ausdrückt.

$$R_s = \frac{1}{2\pi \cdot f_s \cdot C_s \cdot Q_m} \qquad (7)$$

Für die elektrische Güte gilt

$$Q = \frac{\omega L}{R_s} = \frac{1}{2\pi \cdot f_s \cdot C_s \cdot R_s} \qquad (8)$$

Der im Bild 5 gezeigte Scheinwiderstandsverlauf zeigt bei der Serienresonanzfrequenz

$$f_s = \frac{1}{2\pi \cdot L_s \cdot C_s} \qquad (9)$$

ein Minimum, dessen Wert vom Verlustwiderstand R_s bestimmt wird, und bei Parallelresonanz

$$f_p = \frac{1}{2\pi} \cdot \sqrt{\frac{1}{L_s}\left(\frac{1}{C_s} + \frac{1}{C_p}\right)} \qquad (10)$$

ein Maximum mit dem bei dieser Frequenz wirksamen Resonanzwiderstand

$$R_p = \frac{1}{(2\pi \cdot f_p)^2 \cdot C_p^2 \cdot R_s} \qquad (11)$$

Keramische Zweipolfilter arbeiten hauptsächlich auf der Grundwelle, da diese gegenüber

den Oberwellenresonanzen am stärksten ausgeprägt ist. Außerdem steigt bei Betrieb auf den Oberwellen der Verlustwiderstand an, wodurch die Kreisgüte wesentlich geringer wird.

Zur Zeit werden serienmäßig drei verschiedene Zweipolfilter hergestellt, deren Kenndaten in Tabelle 2 zusammengefaßt sind.

Ein weiteres Anwendungsgebiet keramischer Filter ist der Einsatz in Transistoroszillatorschaltungen. Dabei zeichnen sich diese Oszillatoren durch eine gute Frequenzstabilität aus.

Bei dem im Bild 6 gezeigten Transistoroszillator in Emitterschaltung wird der Arbeitspunkt durch die beiden Widerstände R_2 und R_4 festgelegt. R_4 ist als Potentiometer ausgeführt und so einzustellen, daß die Ausgangsspannung an C_2 möglichst groß und verzerrungsfrei abgenommen werden kann. Die Ausgangsspannung beträgt etwa 2 V_{eff}. Die Rückkopplung arbeitet über den kapazitiven Spannungsteiler C_1 und C_3, wobei der keramische Resonator als Induktivität wirksam wird und in Verbindung mit den beiden Kapazitäten C_1, C_3 als frequenzbestimmender Schwingkreis wirkt.

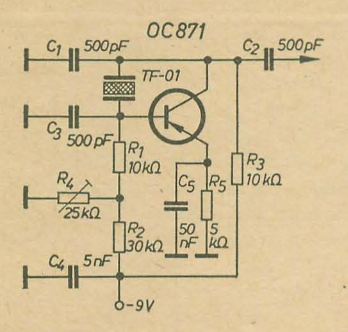


Bild 6: Transistoroszillator mit einem zweipoligen Keramikfilter

Eine oft wünschenswerte Frequenzkorrektur bei diesen Oszillatoren läßt sich mit Hilfe von in Serie bzw. parallel geschalteten sogenannten Ziehkapazitäten zum keramischen Element erreichen. Eine in Serie geschaltete Kapazität bringt eine Vergrößerung der Serienresonanzfrequenz f_s, eine Parallelschaltung verkleinert die Parallelresonanzfrequenz f_p. Bei dieser Korrektur lassen sich naturgemäß nur Frequenzen einstellen, die zwischen f_s und f_p liegen.

Oberwellenresonator (dreipoliges Filter)

Dreipolige Filter sind wegen ihrer niedrigen Scheinwiderstände vornehmlich für den Einsatz in den mit Transistoren bestückten ZF-Verstärkerstufen gedacht.

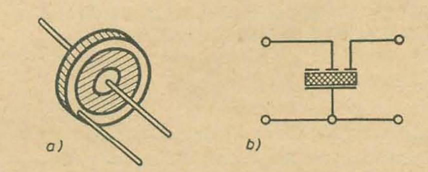


Bild 7: a) Elektrodenanordnung eines Dreipolfilters (Clevite Corp.), b) Schaltsymbol eines Dreipolfilters

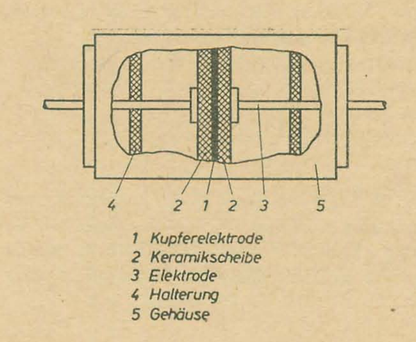


Bild 8: Aufbau eines Dreipolfilters der U. S. Sonics Inc.

Die von der Clevite Corporation entwickelten dreipoligen Filterelemente besitzen auf der einen planparallelen Seite der Scheibe eine gemeinsame Elektrode, die die gesamte Scheibenfläche bedeckt. Auf der anderen Seite befinden sich zwei konzentrische Elektroden für den Ein- und Ausgang des Filters. Dabei dient die mittlere Punktelektrode als Eingangs- und die äußere Ringelektrode als Ausgangsanschluß.

Die Werte der Eingangs- sowie der Ausgangsimpedanz stehen im direkten Verhältnis zu den kapazitiven Blindwiderständen der Punkt- und Ringelektrode und können in gewissen Grenzen durch Änderung der Elektrodenoberfläche variiert werden. Eine Vergrößerung der Impedanz wird durch eine kleinere Elektrodenfläche erreicht. Sinkt die Elektrodenfläche unter einen bestimmten Wert der gesamten Scheibenfläche, so ist der Grenzwert erreicht, bei dem die Scheibe ungenügend erregt wird.

Die Mitte des Durchlaßbereiches wird bestimmt durch die Serienresonanzfrequenz der Punktelektrode im Leerlauf. Durch eine Kontrolle der Serienresonanzfrequenz während der Fertigung kann die Mittenfrequenz recht eng toleriert werden.

Einen vollkommen andersartigen Aufbau eines dreipoligen Keramikfilters zeigt Bild 8. Das von der U. S. Sonics entwickelte und serienmäßig hergestellte Keramikfilter besteht aus zwei aneinanderliegenden Keramikscheiben, zwischen denen eine Kupferelektrode eingeklemmt ist. Die beiden Scheiben sind zwischen zwei Elektroden gepreßt, die axial aus einem luftdicht verschlossenen Gehäuse herausgeführt werden. Als gemeinsamer Anschluß dient das metallische Gehäuse, das mit der Kupferelektrode verbunden ist.

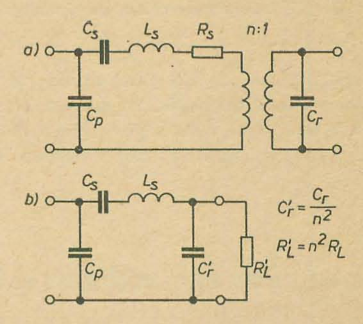


Bild 9: a) Äquivalente Schaltung eines Dreipolfilters, b) vereinfachte Schaltung (der Verlustwiderstand R_s wurde hier vernachlässigt

Das Filter arbeitet bei einer Frequenz von 455 kHz und besitzt bei der Bandmittenfrequenz einen Verlust von weniger als 1 dB. Mit diesem Aufbau sind Impedanzwerte bis 25 kΩ erreicht worden, wodurch sich diese Filter auch für mit Röhren bestückte ZF-Verstärker eignen. Allerdings können diese Filter — wegen des Fehlens eines Gleichstrompfades — nicht ohne weiteres anstelle herkömmlicher ZF-Filter eingesetzt werden.

Die äußeren Abmessungen des Resonators mit seiner gesamten Länge von 8 mm und einem Durchmesser kleiner als 6,5 mm sind recht gering.

Resonanzuntersuchungen an Dreipolfiltern von Clevite zeigten bei Erregung auf der ersten Oberwelle eine stärkere Ausgangsamplitude als bei der Grundresonanzfrequenz.

Um eine für eine Impedanztransformation notwendige größere Oberfläche zu erhalten, wird die Grundfrequenz unter den Wert von 200 kHz gelegt und das Filter auf der ersten Oberwelle betrieben. Der Scheibendurchmesser der Keramikscheibe wird mit 13,5 mm bei einer mittleren Dicke von 0,75 mm bzw. 0,4 mm angegeben. Mit diesen Abmessungen läßt sich eine Impedanztransformation von etwa 10 : 1 erreichen.

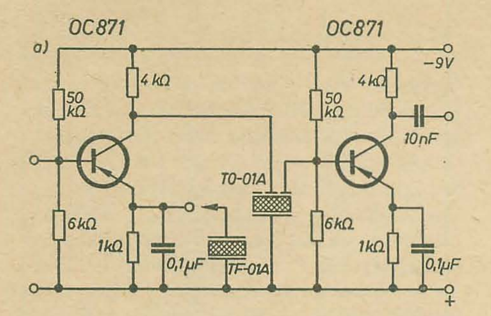
Die Grunddämpfung bei Resonanz beträgt für den Filtertyp TO-01 < 2 dB und für die TO-02-Typen < 3 dB.

Tabelle 2: Kenndaten der Zweipol-Transfilter bei 25 °C

Typ	Serienresonanzfrequenz f_s in kHz	6-dB-Bandbreite B in kHz	Kapazität C in pF	Resonanzwiderstand R_s in Ω
TF-01 A	455 ± 2	25 ± 7	500 ± 50	15
TF-01 B	465 ± 2	25,5 ± 7	500 ± 50	15
TF-01 C	500 ± 2	27,5 ± 7,5	500 ± 50	15

Tabelle 3: Kenndaten der Dreipol-Transfilter bei 25 °C

Typ	Arbeitsresonanzfrequenz f_0 in kHz	6-dB-Bandbreite kHz	Eingangskapazität C_e in pF	Ausgangskapazität C_a in pF	Eingangs-Nennabschlußimpedanz R_G in kΩ	Ausgangs-Nennabschlußimpedanz R_L in kΩ
TO-01A	455 ± 2	25 ± 7	>180	>800	2	0,3
TO-01B	465 ± 2	25,5 ± 7	>180	>800	2	0,3
TO-01C	500 ± 2	27,5 ± 7,5	>180	>800	2	0,3
TO-02A	457 ± 1	11,5 ± 7	480	2650	3,9 ··· 15	0,68 ··· 3
TO-02B	465 ± 1	11,6 ± 7	480	2650	3,9 ··· 15	0,68 ··· 3
TO-02C	500 ± 1	12,5 ± 7,5	480	2650	3,9 ··· 15	0,68 ··· 3



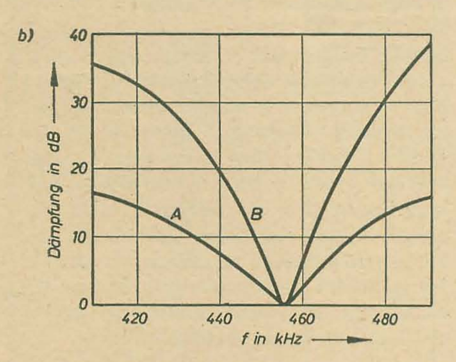


Bild 10: a) ZF-Verstärkerstufe mit einem Dreipoltransfilter, b) Dämpfungsverlauf der Schaltung

Im Bild 9a ist das Ersatzschaltbild für ein dreipoliges keramisches Filter dargestellt, das einen verlustfreien Übertrager enthält, dessen Übersetzung n die Kopplung zwischen Ein- und Ausgang kennzeichnet. Eine einfachere Schaltung erhält man, indem die auf der Sekundärseite angeschlossene Ausgangskapazität und der Lastwiderstand auf die Primärseite umgerechnet werden (Bild 9b).

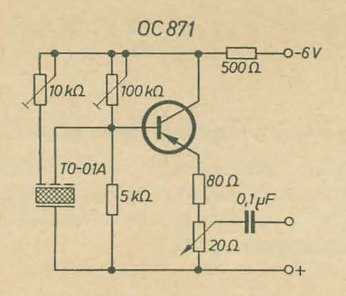


Bild 11: Transistoroszillator mit dem Transfilter TO-01 A

An einem dreipoligen Keramikfilter des Filtertyps TO-01 B (TO = Transfilter Oberton) wurden folgende Werte gemessen:

$C_s = 20$ pF $\qquad C_p = 460$ pF
$L_s = 6{,}35$ mH $\qquad C_s = 2{,}5$ nF
$R_s = 41\ \Omega$ $\qquad Q = 455$
$\qquad n = 2{,}65$

Bild 10a zeigt als Beispiel die Schaltung eines zweistufigen Transistor-ZF-Verstärkers. Als Koppelelement zwischen beiden Stufen wurde ein Transfilter TO-01 A verwendet. Der Dämpfungsverlauf ist im Bild 10b (Kurve A) gezeigt.

Schaltet man anstelle des Entkopplungskondensators parallel zum Emitterwiderstand ein Zweipolfilter, dann wird der Emitterzweig frequenzabhängig. Die damit verbundene frequenzabhängige Stromgegenkopplung des Transistors bewirkt eine verbesserte Selektivität der Bandfilterkurve entsprechend von A nach B (Bild 10b).

TO-Transfilter weisen im Bereich ihrer Nennresonanzfrequenz eine Phasenverschiebung zwischen Ein- und Ausgangsspannung um etwa 180° auf. Diese Eigenschaft, verbunden mit kleinen Abmessungen, erlaubt den Entwurf einfacher und kleiner Oszillatoren für gedruckte Schaltungen.

Bild 11 zeigt eine Oszillatorschaltung mit dem Transistor OC 871 und einem Transfilter TO-01 A als frequenzbestimmendes Element.

Diese Generatorschaltung zeichnet sich durch einen geringen Ausgangswiderstand und eine damit verbundene weitgehende Belastungsunabhängigkeit aus. Die Ausgangsspannung ist kontinuierlich regelbar im Bereich von 0 ··· 50 mV. Mit dem Regler 100 kΩ wird der Arbeitspunkt festgelegt, während mit dem 10-kΩ-Potentiometer der Rückkopplungsgrad eingestellt wird. Beide Regler sind derart einzustellen, daß die an dem ausgangsseitig angeschlossenen Oszillografen sichtbare Ausgangsspannung möglichst groß und verzerrungsfrei wird.

Lebensdauer- und Zuverlässigkeitsprüfungen an Transistoren

Die englische Firma STC gibt für die von ihr hergestellten Transistoren vierteljährlich Ergebnisse von Lebensdauer- und Zuverlässigkeitsprüfungen bekannt. Diese Angaben sind für die Dimensionierung zuverlässiger Schaltungen von großer Wichtigkeit. Es sollte auf jeden Fall auch in der DDR untersucht werden, ob das Applikationslabor des HWF oder IHT ähnliche Untersuchungen durchführen könnte; die Ergebnisse müßten dann in einer Fachzeitschrift veröffentlicht werden.

Die Prüfungen unterteilten sich bei STC in Langzeitprüfung innerhalb der Grenzwerte und Kurzzeit-Überlastungsprüfung. Es wurden Ge- und Si-Transistoren überprüft. Die Langzeitprüfungen erstrecken sich über mindestens 20000 Betriebsstunden. Für die Untersuchungen wurden folgende Parameter gemessen:

Kollektorreststrom in Basisschaltung, Kollektordurchbruchsspannung (bei 100 µA Kollektorstrom) und der Stromverstärkungsfaktor.

Der Kollektorreststrom wurde bei 9 V Kollektorspannung gemessen; ein Wert von 100 µA wurde als „vollständiger Fehler" (Ausfall) gewertet. Die Stromverstärkung wurde bei $I_E = 15$ mA gemessen.

Im *Life Test Bulletin* werden die einzelnen Ergebnisse der Tests graphisch dargestellt und die Ausfälle über etwa 20000 Stunden bei den einzelnen Prüfungen angegeben. Dabei liegen die Werte im allgemeinen unter 10%. Die Überlastprüfungen über 1200 Stunden ergaben im allgemeinen keine Ausfälle. Es kann also geschlußfolgert werden, daß ein Überlasttest nicht immer aussagekräftig genug ist und daß man zumindest bei einigen Proben aus der laufenden Produktion die Langzeitprüfung durchführen muß. Da wir in der DDR seit einigen Jahren Transistoren in größeren Stückzahlen einsetzen, ist es nunmehr an der Zeit, einwandfreie Gütevorschriften für diese neuen Bauelemente zu schaffen, damit ihnen das Vorurteil der geringeren Betriebszuverlässigkeit genommen wird. *Fischer*

Aus Standard Telephones and Cables Limited: Life Test Bulletin No. 1 (Components Group, Transistor Division Footscray Kent)

Die Kleinbausteine KUV 1, EBS 1 und 2 GV 1

KLAUS SCHLENZIG

Mitteilung aus dem VEB Werk für Fernmeldewesen Berlin

Mit der Beschreibung der vorläufig letzten drei Baugruppen wird die „Vorstellung" der elektronischen Kleinbausteine abgeschlossen. Änderungen und Ergänzungen des Programms hängen außer von den betrieblichen Möglichkeiten vor allem von der Resonanz bei den Verbrauchern und von der Bauelementesituation ab. Für Hinweise bezüglich einer Verbesserung der vorliegenden Baugruppen oder der Erweiterung des Sortimentes ist das Werk dankbar.

Kleinsignal-Universal-Verstärker KUV 1

Seine Schaltung hebt diesen Verstärker (Bild 1) von allen anderen Bausteinen des Systems ab. Wie Bild 2 erkennen läßt, ist praktisch jeder Anschluß des Transistors außen zugänglich, ohne daß an ihm selbst gelötet werden muß. Es ist also möglich, für irgendeinen gerade gewünschten Betriebsfall den Baustein einfach als „steckbaren Transistor" aufzufassen. Lediglich der Basiswiderstand schränkt diese Universalität etwas ein. Man kann ihn jedoch ebensogut beim Aufbau der Schaltung weglassen und später jeweils der Federleiste zuordnen. Im Falle des „steckbaren Transistors" für Experimentierzwecke sind also die übrigen Bauelemente auf der Leiterplatte uninteressant. Die Außenanschlüsse besitzen dabei laut Bild 2 die Zuordnung 3 — Basis, 8 — Emitter, 1— Kollektor.

Betrachtet man Bild 2 genauer, so stellt man fest, daß die Gesamtschaltung in vier verschiedenen Betriebsarten eingesetzt werden kann. Diese faßt Tabelle 1 zusammen, und Bild 3 zeigt die entsprechenden Schaltungsmöglichkeiten.

Die Stufe ist durch Parallelgegenkopplung mittels Basiswiderstand bereits temperaturstabilisiert. Dennoch kann für besondere Fälle zusätzlich eine Stromgegenkopplung eingefügt werden. Dazu legt man den in Emitterschaltung betriebenen Verstärker nicht mit Anschluß 8, sondern mit Anschluß 7 an den positiven Batterieanschluß. Die Anschlüsse 8 und 7 sind dann durch einen Elko wechselspannungsmäßig kurzzuschließen, dessen Größe von der geforderten unteren Grenzfrequenz bestimmt wird. Bei gleichzeitiger Einschaltung von R_1 und R_2 verlagert sich naturgemäß der Arbeitspunkt. Er kann aber bei Bedarf durch Parallelschaltung eines entsprechenden Widerstandes zu R_3 korrigiert werden. Die Bauelemente des KUV 1 sind derart aufeinander abgestimmt, daß sich ein großer aussteuerbarer Bereich ergibt (etwa 250 mV ohne am Oszillografen sichtbare Beschneidung). Da andererseits der Transistor nach geringem Rauschen ausgelesen wurde, ist der KUV 1 besonders für Eingangsstufen geeignet. Dort treten aber im allgemeinen wesentlich kleinere Aussteueramplituden auf. Eine Verschiebung des Arbeitspunktes in Richtung kleinerer Betriebsströme infolge gleichzeitiger Verwendung von R_1 und R_2 kommt dabei der geforderten Rauscharmut entgegen.

Im Falle des Kollektorverstärkers erreicht der KUV 1 einen Eingangswiderstand von etwa 20 kΩ. Dieser verringert sich bei Parallelschaltung des folgenden Verstärkereinganges zu R_2 nach der für Kollektorverstärker gültigen Beziehung $R_E = f(R_L)$. Um einen größeren Eingangswiderstand zu erzielen, wäre es daher sinnlos, R_2 allein zu erhöhen. In diesem Falle muß auch der folgende Verstärker einen höherohmigen Eingang besitzen. Das erreicht man z. B. mit einem weiteren KUV 1. Dieser erhält einen Widerstand R_2 von 8 bis 10 kΩ. Mit ihm als Eingangsstufe und einem normalen KUV 1 in der zweiten Stufe (R_2 = 4 kΩ) ergeben sich etwa 100 kΩ Eingangswiderstand. Zur Anpassung von Kristallmikrofonen und -tonabnehmern reicht dieser Wert aus. Die entsprechende Schaltung zeigt Bild 4.

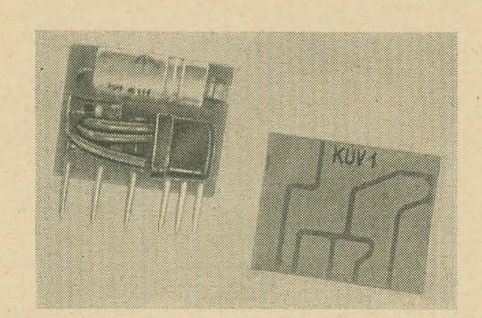


Bild 1: Kleinsignal-Universal-Verstärker KUV 1

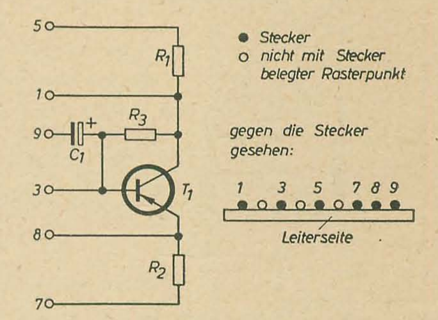


Bild 2: Schaltung des KUV 1

Tabelle 1: Anschlußpunkte für die vier Schaltungsvarianten des KUV 1 nach Bild 3

Schaltung im Bild 3	Betriebsart	Kontakt für			
		Eingang	Ausgang	Batterie (+)	Batterie (—)
a	Emitterstufe	9	1	8	5
b	Kollektorstufe	9	8	7	1
c	Gleichstromverstärker (Emitterschaltung)	3	1	8	5 oder Verbraucher (s. Bild 3)
d	Treiberstufe für Gegentakt (Phasenumkehr)	9	1; 8	7	5

Eingangsbaustein EBS 1

Bildete der KUV 1 im primitivsten Falle einen steckbaren Transistor, so liegt hier (Bild 5) zunächst eine steckbare Diode vor. Außerdem verfügt man noch über zwei Festkondensatoren und einen Trimmer. Dies bietet ebenfalls Möglichkeiten für viele Experimente.

Durch Anschluß des im Bausatz enthaltenen bewickelten Ferritstabes wird die steckbare Baugruppe zum Eingangsbaustein (Bild 6).

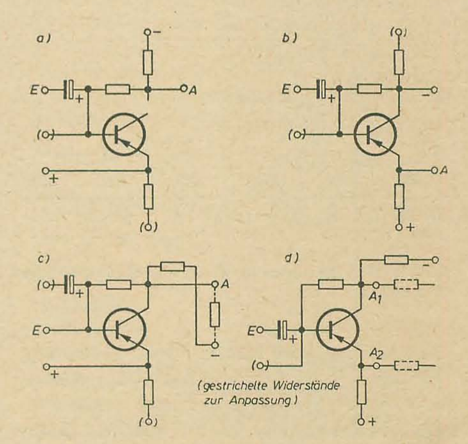


Bild 3: Schaltungsmöglichkeiten für den KUV 1

Die Anzapfung paßt die Diode optimal an den durch L_1, C_1 und C_3 gebildeten Schwingkreis an. Über C_2 kann eine Hilfsantenne angeschlossen werden. In der Nähe des Ortssenders reicht in vielen Fällen das vom Ferritstab aufgenommene Signal aus, um zwischen den Anschlüssen 3 und 1 eine NF-Spannung (Modulation des Senders) nachzuweisen. Je nach Senderleistung, Senderentfernung, exakter

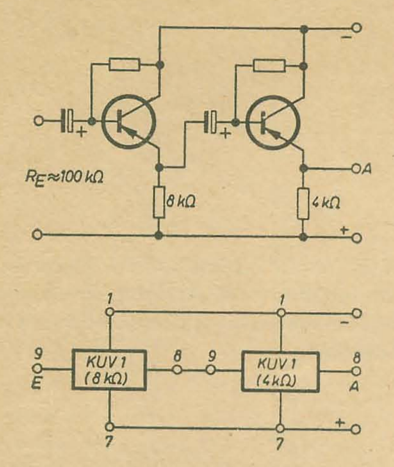


Bild 4: Zweistufiger Kollektorverstärker aus 2×KUV 1 für $R_E \approx 100\,k\Omega$

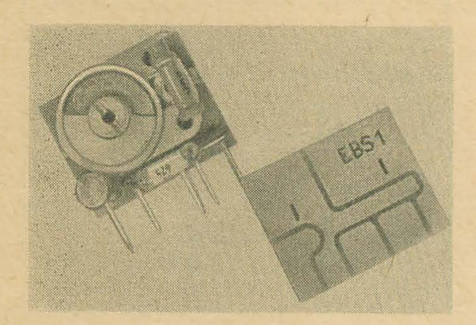


Bild 5: Eingangs-Baustein EBS 1

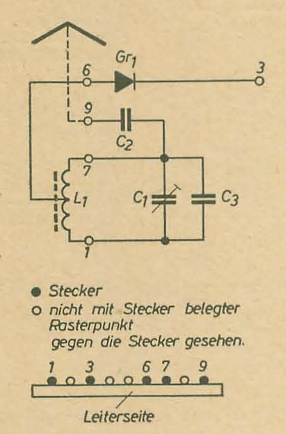


Bild 6: Schaltung des EBS 1

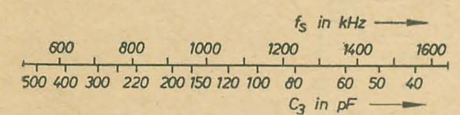


Bild 7: Nomogramm für C_3 in Abhängigkeit vom Ortssender

Abstimmung (grob bereits durch C_3 gegeben, fein mit C_1) und Empfindlichkeit des Hörers, kann dieser Sender direkt oder unter Zwischenschaltung eines KUV 1 mit dem Kopfhörer gehört werden. Ein nachgeschalteter 2NV 1 in Verbindung mit einem hochohmigen Lautsprecher — z. B. altes Freischwingermodell aus der Bastelkiste — ergibt bereits einen anspruchslosen Ortsempfänger. „Moderner" ist natürlich der Anschluß eines dynamischen Lautsprechers hinter einer GES 4.
Der Baustein ist also zunächst für den Empfang des Ortssenders vorgesehen. Mit dem Festkondensator C_3 ergibt sich in Verbindung mit der Wicklung des Ferritstabes eine Resonanz bei etwa 611 kHz (Berliner Rundfunk). Außerhalb Berlins werden andere Frequenzen interessant. Zu diesem Zwecke muß C_3 ausgewechselt werden. Etwa im Frequenzverhältnis 1 : 2 kann auch mit der verschiebbar angebrachten Stabwicklung abgestimmt werden. Dabei darf die Wicklung selbst nur erdseitig berührt werden, da die verlustbehaftete Handkapazität verstimmt und dämpft. Diese Art der Abstimmung bringt aber um so weniger Eingangsleistung, je weiter der Stab aus der Wicklung gezogen wird. Daher sollte mit dieser Methode nur ein begrenzter Bereich (Frequenzverhältnis etwa 1 : 1,5) grob abgestimmt werden. Für den Dresdener Ortssender (1043 kHz) ist auf jeden Fall ein kleinerer Kondensator zu empfehlen. Bild 7 zeigt ein Nomogramm, das die Auswahl des örtlich günstigsten Festkondensators erleichtern soll.
Wie ersichtlich, ist bei Entfernung von C_3 auch Drehkoabstimmung des gesamten Mittelwellenbereiches möglich. Wird C_3 im Wert nur verringert, so kann auf diese Weise für ein beliebiges Stück des Mittelwellenbereiches eine Bandspreizung erfolgen. Mit anderen L-Werten lassen sich auch andere Wellenbereiche empfangen.

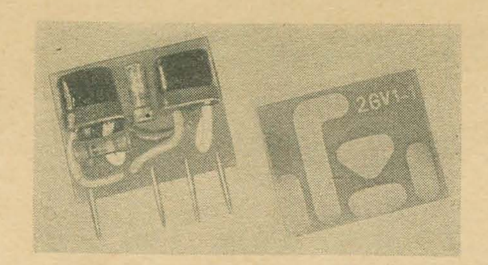


Bild 8: Zweistufiger Gleichstrom-Verstärker 2GV 1

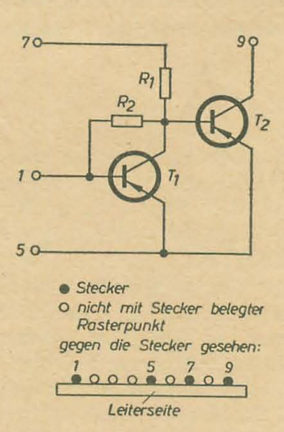


Bild 9: Schaltung des 2GV 1

Zweistufiger Gleichstromverstärker 2 GV 1

In seinem Volumen unterbietet der 2 GV 1 (Bild 8) mit zwei Transistoren noch den KUV 1. Das ist durch den fehlenden Elko bedingt. Die Schaltung (Bild 9) ist sehr einfach gehalten und arbeitet etwa bis 45 °C Umgebungstemperatur. Für den Verstärker waren zunächst zwei spezielle Anwendungen (Lichtschranke und Dämmerungsautomatik) mit einem allerdings sehr großen Spektrum von Möglichkeiten vorgesehen.
Bei Einspeisung eines Gleichstromes entsprechender Polarität verringert sich der Widerstand von T_1 so weit, daß der durch den Spannungsteiler R_1, T_1 ursprünglich geöffnete Transistor T_2 schließt. Dadurch fällt ein im Kollektorkreis liegendes Relais ab. Der dann noch fließende Reststrom liegt bei Temperaturen unter 45 °C genügend weit unter dem Ansprechwert des Relais. Als Betriebsspannung sind 6 V notwendig, die Relaiswicklung muß etwa 90 Ω Gleichstromwiderstand besitzen (z. B. Kleinstumpfrelais GBR 303 für 6 V). Niederohmigere Relais oder höhere Spannungen gefährden den Transistor. Erprobt wurde der 2GV 1 zusammen mit der Selenzelle eines alten Excelsior-Belichtungsmessers. Diese gibt bei Lichteinfall den benötigten Strom ab. Es ist auf richtige Polung zu achten. Bereits bei etwa 50 μA, in 1 und 5 eingespeist, erhält man in dem zwischen 9 und (—)Batterie angeschlossenen Relais eine Stromänderung von mindestens 20 mA, die zum Schalten des Relais ausreicht. Statt dieses Relais könnte für Signalzwecke auch eine Glühlampe 6 V (50 mA) angeschlossen werden, die allerdings nicht mit voller Helligkeit glühen wird.
Mit dem Relais können beliebige Wirkungen erzielt werden, hervorgerufen durch den zur Einspeisung erforderlichen geringen Strom.
So lassen sich viele Anwendungen der elektronischen Regeltechnik, der Signalisierung bestimmter Zustände usw. mit dem 2GV 1 realisieren. Es bleibt der technischen Phantasie des Anwenders überlassen, hier weitere Möglichkeiten zu finden.
Die „Vorstellung" der jetzt in den RFT-Industrieläden Berlin, Dresden und Rostock auch auf dem Wege des Versandes sofort erhältlichen Bausätze ist damit abgeschlossen. Entwickler und Hersteller hoffen, mit diesem Programm dem Amateur auf dem Wege zur modernen Technik ein gutes Stück weitergeholfen zu haben.

Als Literatur zum Thema Transistortechnik und damit zum besseren Verständnis der Schaltungen der Baugruppen werden neben dem laufenden Studium der Fachpresse folgende Bücher empfohlen:

[1] H.-J. Fischer: Transistortechnik für den Funkamateur, Verlag Sport und Technik
[2] K. Otto und H. Müller: Flächentransistoren; 2. Auflage, VEB Verlag Technik
[3] R. F. Shea: Transistortechnik, VEB Verlag Technik
[4] K. Grauhering: Halbleiter-Bauelemente; 2. Auflage, VEB Verlag Technik

Dipl.-Ing. P. BAUMANN, VEB Halbleiterwerk Frankfurt (Oder)
Dipl.-Ing. M. HUNECK, Hochschule für Elektrotechnik Ilmenau

Dynamische Kenngrößen der HF-Legierungstransistoren OC 871 und OC 872

Fortsetzung aus Heft 4 (1963)

Messung der Eingangsgrößen

Die Bilder 16 bis 20 zeigen die Abhängigkeit der Eingangsgrößen $kR_e = 1/g_{11E}$ und $C_e = C_{11E}$ ($b_{11E} = \omega \cdot C_{11E}$) von der Frequenz, der Kollektorgleichspannung und dem Emitterstrom, während die Bilder 21 und 22 Ortskurven des Eingangsleitwertes mit der Frequenz als Parameter zeigen. Bild 16 zeigt die Eingangskapazität und den Kurzschlußeingangswiderstand für ein Mittelwertexemplar, Bild 17 für das schlechteste und Bild 18 für das beste Exemplar der 20 gemessenen OC 872 bei jeweils 0,5 und 1 mA Emitterstrom. Die Bilder zeigen den aus dem Ersatzschaltbild von *Giacoletto* erklärbaren Verlauf, daß der Realteil des Eingangswiderstandes (kR_e) mit zunehmender Frequenz abnimmt, da mit steigender Frequenz die Emitterkapazität $C_{b'e}$ den parallel zu ihr liegenden Emitterleitwert $g_{b'e}$ immer mehr kurzschließt, bis bei genügend hoher Frequenz nur noch der reelle Basiswiderstand als Eingangswiderstand wirksam ist.

Bild 17 zeigt, daß bei dem schlechten Exemplar der Eingangswiderstand ab etwa 25 MHz praktisch konstant bleibt und dem Basiswiderstand entspricht (etwa 300 Ω). Bei den anderen beiden Exemplaren tritt dieser Zustand erst bei höheren Frequenzen auf.

Von Vorteil ist die Darstellung der komplexen y_{11E}-Ortskurve. Die Bilder 21 und 22 zeigen solche Ortskurven für die Transistoren OC 872/4,6 u. 14. Diese Kurven wurden aus den Bildern 16 bis 18 mit der Beziehung

$$y_{11E} = g_{11E} + jb_{11E} = 1/kR_e + j\,\omega\,C_e$$

ermittelt.

Aus diesen Ortskurven kann man nach [8]
den Basiswiderstand $r_{bb'}$
den Emitterleitwert $g_{b'e}$ und
die Emitterkapazität $C_{b'e}$
des Ersatzschaltbildes nach *Giacoletto* bestimmen.

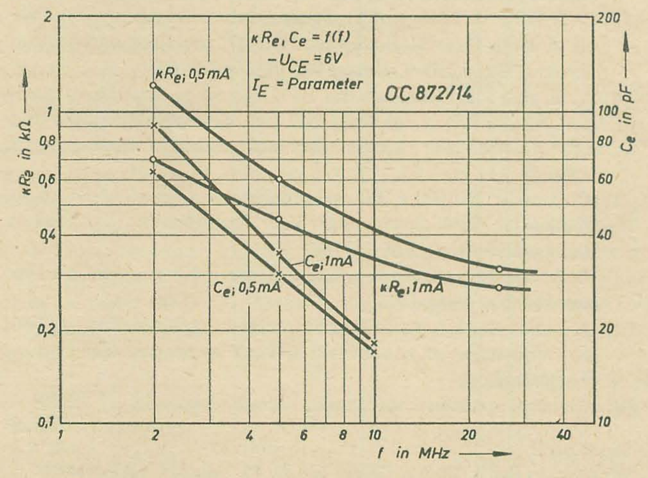


Bild 16: Abhängigkeit der Eingangsgrößen von der Frequenz, der Kollektorgleichspannung und dem Emitterstrom

Mit den Beziehungen $C_{b'c} \ll C_{b'e}$, $g_{b'c} \ll g_{b'e}$ und $C_{cb} \approx 0$ gelangt man zur Darstellung des eingangsseitigen Ersatzschaltbildes (Bild 23).

Die Darstellung der Ortskurve des Leitwerts nach dieser Schaltung ergibt einen Halbkreis (Bild 24).

Der Basiswiderstand ergibt sich als Reziprokwert des Realteils

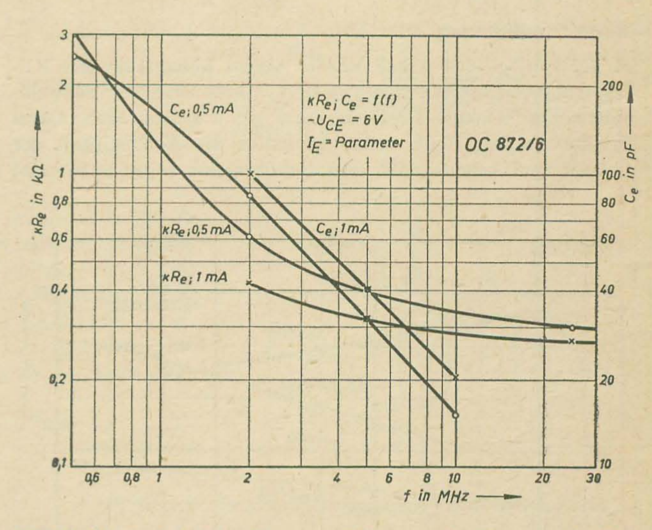


Bild 17: Abhängigkeit der Eingangsgrößen von der Frequenz, der Kollektorgleichspannung und dem Emitterstrom

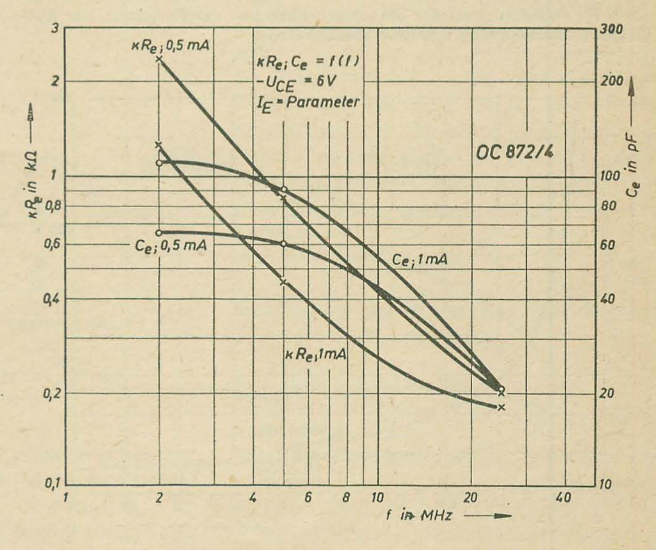


Bild 18: Abhängigkeit der Eingangsgrößen von der Frequenz, der Kollektorgleichspannung und dem Emitterstrom

von y_{11E}, der durch den Schnittpunkt des Halbkreises mit der reellen Achse gegeben ist.

Aus dem vereinfachten y_{11E}-Ersatzschaltbild ergibt sich, daß bei f = 0 der Eingangsleitwert

$$y_{11E}\big|_{f\to 0} = \frac{g_{b'e}}{1 + r_{bb'} \cdot g_{b'e}}$$

beträgt.

Dieser Wert ergibt sich als linker Schnittpunkt des Halbkreises mit der reellen Achse. Bei bekanntem Basiswiderstand läßt sich daraus also der Emitterleitwert bestimmen

$$g_{b'e} = \frac{y_{11E}\big|_{f\to 0}}{1 - y_{11E}\big|_{f\to 0} \cdot r_{bb'}}$$

Die Emitterkapazität läßt sich aus der Frequenz bestimmen, bei der der Halbkreis seinen höchsten Punkt erreicht.

Es gilt

$$f_m = \frac{1 + r_{bb'} \cdot g_{b'e}}{2\pi\, C_{b'e} \cdot r_{b'}},$$

woraus sofort

$$C_{b'e} = \frac{1}{2\pi f_m}\left(g_{b'e} + \frac{1}{r_{bb'}}\right)$$

folgt. Für das Mittelwertexemplar OC 872/14 ergeben sich aus diesen Beziehungen folgende Werte: $r_{bb'} \approx 300\,\Omega$, $g_{b'e} \approx 0{,}2$ mS und $C_{b'e} \approx 110$ pF, wobei der letzte Wert zu niedrig sein dürfte. Im Mittel müßten etwa 300 ··· 400 pF erscheinen.

Aus den Bildern 19 und 20 läßt sich schließlich noch der Einfluß der Kollektorgleichspannung bzw. des Emittergleichstromes auf die Eingangsgrößen ersehen.

Zusammenfassung

In der vorliegenden Arbeit wurden einige Kenngrößen der HF-Legierungstransistoren vom Typ OC 871 bzw. OC 872 in Schweißausführung (Gehäuse TO-18) in Form von Tabellen, Kurven und Ortskurven dargestellt, wobei besonders die Abhängigkeit der Größen vom Arbeitspunkt und der Frequenz näher untersucht wurde. Es sei aber ausdrücklich betont, daß auf Grund der geringen untersuchten Stückzahlen dem Anwender nur etwaige Richtwerte gegeben werden können, die keinesfalls als Garantiewerte des Herstellerwerkes anzusehen sind.

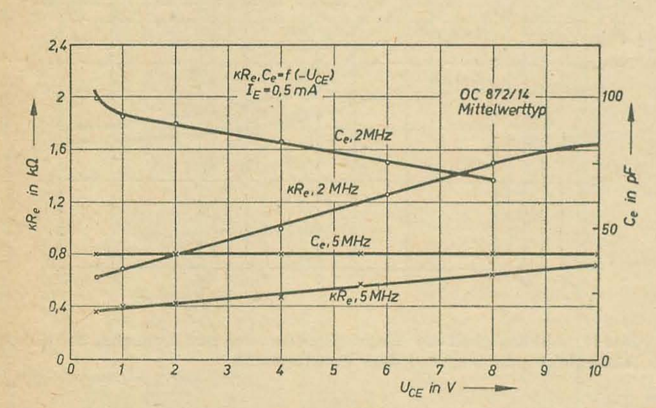


Bild 19: Abhängigkeit der Eingangsgrößen von der Frequenz, der Kollektorgleichspannung und dem Emitterstrom

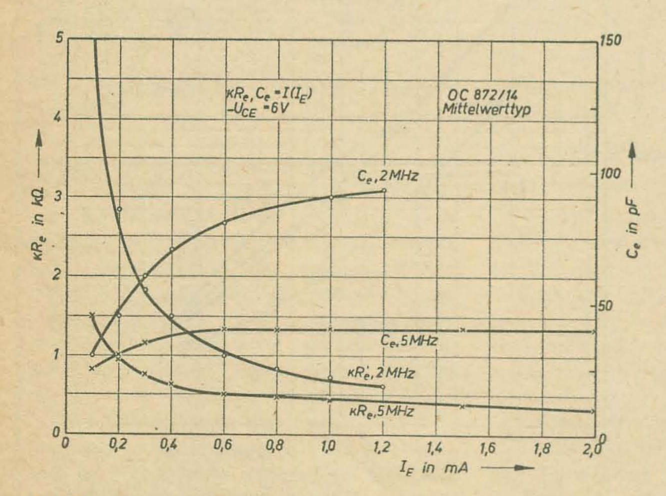


Bild 20: Abhängigkeit der Eingangsgrößen von der Frequenz, der Kollektorgleichspannung und dem Emitterstrom

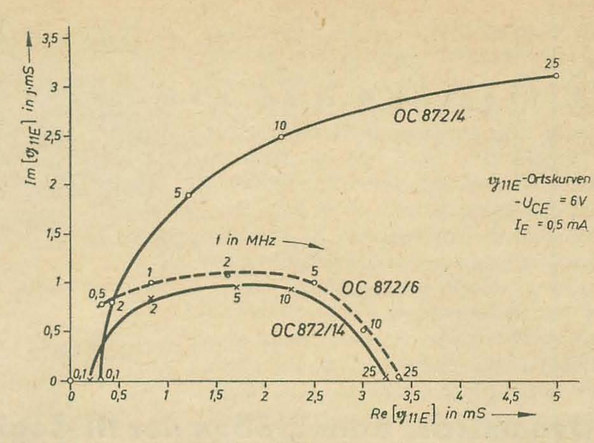


Bild 21: Ortskurven des Eingangsleitwerts mit der Frequenz als Parameter

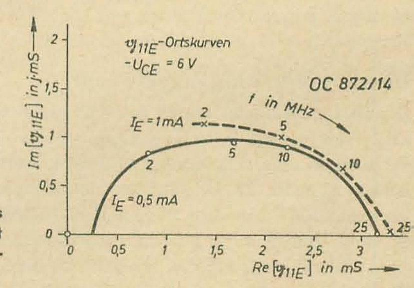


Bild 22: Ortskurven des Eingangsleitwerts mit der Frequenz als Parameter

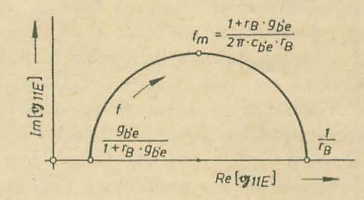


Bild 23: Ersatzschaltbild zur Darstellung von y_{11E} unter Berücksichtigung von Näherungen (für r_B lies $r_{bb'}$)

$$f_m = \frac{1 + r_B \cdot g_{b'e}}{2\pi \cdot c_{b'e} \cdot r_B}$$

$\frac{g_{b'e}}{1 + r_B \cdot g_{b'e}}$ $\quad$ $\frac{1}{r_B}$ $\quad$ f $\quad$ Im [y11E] $\quad$ Re [y11E]

Bild 24: Ortskurve des Eingangsleitwerts gemäß vereinfachtem Ersatzbild (für r_B lies $r_{bb'}$)

Literatur

[1] E. Bottke: Transistorgrenzfrequenzen; radio und fernsehen 9 (1961) S. 267 bis 269

[2] Thuy, Krauss: Emitterkapazität und β_1-Frequenz bei Transistoren; radio mentor 5 (1961) S. 388 bis 390

[3] C. T. Kirk: A Theory of Transistor Cutoff Frequency (f_T) Falloff at High Current Densities; IRE Transactions on Electron Devices, Band ED-9, März 1962, S. 164 bis 174

[4] W. Minner: Die Steilheit des HF-Legierungs- und Drifttransistors als Funktion der Frequenz und des Arbeitspunktes und ihre Ableitungen; Archiv der elektrischen Übertragung 9 (1960) S. 411 bis 420

[5] Olschewski: Einfache Meßverfahren zur Bestimmung der hochfrequenten Vierpolparameter von Transistoren; Telefunken Röhren-Mitteilung RM 6006/59

[6] VEB Halbleiterwerk Frankfurt (Oder): Katalog Halbleiterbauelemente Ausgabe 1961

[7] G. Ledig: Der HF-Transistor und seine komplexen Kenngrößen im Frequenzgebiet von 0 bis 2 MHz; Dissertation, TH Berlin-Charlottenburg

[8] Münch: Transistormeßtechnik; Fernmeldeingenieur 7 (1960)

Schluß

Berichtigung:

Wir bitten, im Heft 4 (1963) S. 126 den Text der 15. Zeile wie folgt zu ändern: S_0 = 38 mS bei I_E = 1 mA und t = 25 °C genügt. Für die von außen meßbare Steilheit ist insbesondere bei hohen Frequenzen diese Beziehung ...

Berechnung des Oszillators eines AM-Supers

WOLFGANG HOYER

In diesem Beitrag sollen neben der eigentlichen Berechnung des Oszillators in den drei AM-Wellenbereichen Probleme der Mischung und des Gleichlaufs geklärt werden. Die Berechnungsformeln des Oszillators werden allgemein abgeleitet und mit je einem Beispiel für K, M und L angewandt. Zum Schluß wird ein Beispiel für die praktische Ausführung einer Mischstufe eines AM-Supers gezeigt.

Mischung

Beim Super wird bekanntlich als Mischprodukt eine sog. Zwischenfrequenz gewonnen, die dann weiter verstärkt und schließlich demoduliert wird. Diese ZF ergibt sich als Differenz aus Oszillatorfrequenz f_O und Empfangsfrequenz f_E

$$f_{ZF} = f_O - f_E.$$

Die Verstärkung der konstanten ZF hat folgende Vorteile:

1. Die ZF-Kreise bleiben bei beliebiger Senderwahl fest abgestimmt,
2. die ZF kann in ein günstiges Frequenzgebiet gelegt werden, in welchem der Aufwand für die Verstärkung und Selektion relativ gering ist und
3. die Gefahr des Selbstschwingens ist geringer, da die Verstärkung in zwei Frequenzebenen möglich wird. Dies ist in der HF-Vorstufenverstärkung für die Eingangsfrequenzen und in der ZF-Verstärkung realisiert.

Als Nachteil tritt allerdings die Mehrdeutigkeit des Empfangs auf, da $f_E - f_O$ ebenfalls die festgelegte ZF ergeben kann (Spiegelfrequenz). Durch günstige Wahl der ZF und gute Vorselektion beherrscht man jedoch diese Schwierigkeiten [1].

Zusammenhang zwischen Oszillatorfrequenz und Empfangsfrequenz

Der Oszillator stellt einen kleinen Sender dar, dessen Frequenz sich mit der Empfangsfrequenz immer so ändern muß, daß die Differenz $f_O - f_E$, also die ZF, konstant bleibt.
Als Zwischenfrequenzen sind solche zwischen 453 kHz bis 473 kHz üblich. Die Abstimmung der Empfangsfrequenz und der Oszillatorfrequenz erfolgt bei unseren Betrachtungen mittels Drehkondensatoren, die gleichen Plattenschnitt besitzen.
Diese Drehkondensatoren sind mechanisch gekoppelt. Trotz gleichen Plattenschnittes müssen jedoch Eingangs- und Oszillatorkreis unterschiedliche Frequenzverläufe besitzen.
Das zeigt folgendes Beispiel:
Der Mittelwellenbereich hat den Frequenzbereich von 535 kHz ··· 1602 kHz. Bei einer ZF von 468 kHz sind Oszillatorfrequenzen von 535 kHz + 468 kHz = 1003 kHz bis 1602 kHz + 468 kHz = 2070 kHz notwendig.
Die Frequenzvariation für den Eingangskreis beträgt dann $\frac{1602\,\text{kHz}}{535\,\text{kHz}} \approx 3$ und die für den Oszillatorkreis $\frac{2070\,\text{kHz}}{1003\,\text{kHz}} \approx 2$.

Soll mit einem Drehkondensator abgestimmt werden, ermittelt sich die Kapazitätsvariation unter Verwendung der bekannten Schwingungsgleichung

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \qquad (1)$$

Die Induktivität bleibt konstant.
Für den Eingangskreis wird unter Verwendung von Gleichung (1)

$$\frac{(2\cdot\pi\cdot f_{1602})^2\, LC_{1602}}{(2\cdot\pi\cdot f_{535})^2\, LC_{535}} = 1,$$

$$\frac{C_{1602}}{C_{535}} = \frac{f_{535}^2}{f_{1602}^2} = \left(\frac{1}{3}\right)^2 = \frac{1}{9}.$$

Die Kapazitätsvariation für den Oszillatorkreis wird

$$\frac{C_{2070}}{C_{1003}} = \frac{f_{1003}^2}{f_{2070}^2} = \left(\frac{1}{2}\right)^2 = \frac{1}{4}.$$

Die Kapazitätsvariation erweist sich als das Quadrat der Frequenzvariation. Während sich die Kapazität des Kondensators im Eingangskreis im Verhältnis 1 : 9 ändern muß, ist im Oszillatorkreis nur ein Änderungsverhältnis 1 : 4 notwendig; hier ändert sich die Resonanzfrequenz langsamer als beim Eingangskreis.
Beim Abstimmen muß nun stets der Gleichlauf zwischen Eingangs- und Oszillatorkreis gewährleistet sein.

Lösung der Gleichlaufprobleme

An Beispielen kann man sich sehr gut klarmachen, daß sich die Resonanzfrequenz des Oszillators, wie schon oben angeführt, um so langsamer ändern muß, je größer das Verhältnis der Zwischenfrequenz zur Empfangsfrequenz ist.

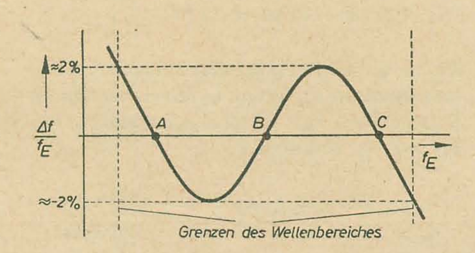


Bild 1: Fehlerkurve beim Dreipunktabgleich

Um den Gleichlauf zu gewährleisten, kann man Kondensatoren in Reihe und parallel zum Drehkondensator schalten. Durch Verkettung von Reihen- und Parallelschaltungen von Kondensatoren kann der Gleichlauf sehr gut gelöst werden. Die Praxis verbietet jedoch das Herstellen eines enormen Gleichlaufes, da der Aufwand und die auftretenden Schwierigkeiten zu groß werden. Man geht deshalb einen sinnvollen Kompromiß ein und wendet heute allgemein den sog. Dreipunktabgleich an (Bild 1).
Dabei stimmen die Kurven von Eingangskreis und Oszillatorkreis nur in drei Punkten exakt überein, was aber für die Praxis vollauf genügt.
Die dabei auftretenden höchsten Abweichungen $\Delta f/f_E$ liegen bei 2%. Das sind Fehleinstellungen des Eingangskreises, was sich in geringem Absinken der Eingangsspannung äußert [2].

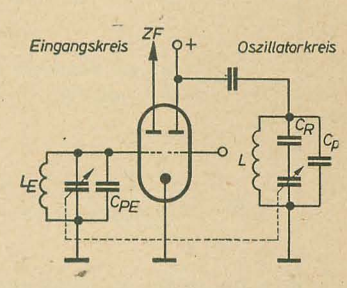


Bild 2: Prinzipschaltung einer Mischstufe

Diese drei Abgleichpunkte sind auf den Skalen der Markengeräte für jeden Bereich angegeben und werden beim Abgleich hergestellt. Die Frequenzen für die drei Punkte A, B und C kann man, wie wir es bei den späteren Berechnungen auch tun werden, selbst wählen. Dabei wird man die beiden Punkte A und C zweckmäßigerweise nicht an Anfang und Ende der Skala legen, um den Fehler in den vier maximalen Fehlerpunkten etwa in gleicher Höhe zu halten (Bild 1).

Ermittlung der Kapazität von Reihen- und Parallelkondensator

Nach Bild 2 wird in den Oszillatorkreis zum Drehkondensator ein Parallel- und ein Reihenkondensator geschaltet.
Nach Bild 1 bezeichnen wir die zu den Punkten A, B und C gehörigen jeweiligen Werte des Drehkondensators mit C_1, C_2 und C_3 und die in diesen Punkten auftretenden Resonanzfrequenzen mit f_1, f_2 und f_3. Unter Verwendung der Schwingungsgleichung (1) erhält man für

die Resonanzfrequenzen im Oszillatorkreis

Punkt A: $$f_{01}^2 = \frac{1}{4\pi^2 L\left(C_P + \frac{C_1 \cdot C_R}{C_1 + C_R}\right)} \quad (2)$$

Punkt B: $$f_{02}^2 = \frac{1}{4\pi^2 L\left(C_P + \frac{C_2 \cdot C_R}{C_2 + C_R}\right)} \quad (3)$$

Punkt C: $$f_{03}^2 = \frac{1}{4\pi^2 L\left(C_P + \frac{C_3 \cdot C_R}{C_3 + C_R}\right)} \quad (4)$$

Aus diesen drei Gleichungen gilt es, die Bestimmungsgleichungen für die Kapazitätswerte für den Reihenkondensator C_R und den Parallelkondensator C_P zu gewinnen. Dividiert man Gleichung (2) durch Gleichung (3) und Gleichung (3) durch Gleichung (4), erhält man:

$$\frac{f_{01}^2}{f_{02}^2} = \frac{C_P + \frac{C_2 \cdot C_R}{C_2 + C_R}}{C_P + \frac{C_1 \cdot C_R}{C_1 + C_R}} \quad (5)$$

$$\frac{f_{02}^2}{f_{03}^2} = \frac{C_P + \frac{C_3 \cdot C_R}{C_3 + C_R}}{C_P + \frac{C_2 \cdot C_R}{C_2 + C_R}} \quad (6)$$

Gleichung (5) nach C_P aufgelöst, ergibt den Ausdruck

$$C_P = \frac{C_R}{f_{02}^2 - f_{01}^2}\left(\frac{C_1}{C_1 + C_R} f_{01}^2 - \frac{C_2}{C_2 + C_R} f_{02}^2\right) \quad (7)$$

Gleichung (7) in Gleichung (6) eingesetzt und nach C_R aufgelöst, ergibt folgende Bestimmungsgleichung

$$C_R = \frac{C_1 C_2 f_{03}^2 (f_{02}^2 - f_{01}^2) + C_2 C_3 f_{01}^2 (f_{03}^2 - f_{02}^2) - C_3 C_1 f_{02}^2 (f_{03}^2 - f_{01}^2)}{C_1 f_{01}^2 (f_{03}^2 - f_{02}^2) - C_2 f_{02}^2 (f_{03}^2 - f_{01}^2) + C_3 f_{03}^2 (f_{02}^2 - f_{01}^2)} \quad (8)$$

Nachdem diese Grundlagen behandelt worden sind, soll nun an Beispielen der Oszillator für den Mittel-, Lang- und Kurzwellenbereich berechnet werden.

Berechnungen im Mittelwellenbereich (535 kHz ··· 1602 kHz)

Eingangskreis

Wie schon ermittelt wurde, ist für den Eingangskreis eine Kapazitätsvariation von 1 : 9 notwendig.
Die Drehkondensatoren besitzen im Durchschnitt eine Anfangskapazität C_A von 20 pF und eine Endkapazität C_E von etwa 500 pF (z. B. Drehkondensator Bko 10d mit C_A = 12 pF und C_E = 513 pF vom VEB Funkwerk Kölleda).

Die Kapazitätsvariation wäre damit $\frac{12}{513}$ = 1 : 43. Für den Mittelwellenbereich macht sich eine Einengung auf 1 : 9 notwendig.
Man erreicht das durch Parallelschalten eines Kondensators C_{PE} zum Drehkondensator (Bild 2 und Bild 3).

$$\frac{C_A + C_{PEM}}{C_E + C_{PEM}} = \frac{12\ \text{pF} + C_{PEM}}{513\ \text{pF} + C_{PEM}} = \frac{1}{9} \quad (9)$$

Für C_{PEM} ergibt sich dann: $C_{PEM} = \frac{405}{8}$ pF = 51 pF.

Damit wird die gesamte Anfangskapazität

$$C_A' = 12\ \text{pF} + 51\ \text{pF} = 63\ \text{pF}$$

und die Endkapazität

$$C_E' = 513\ \text{pF} + 51\ \text{pF} = 564\ \text{pF},$$

womit die geforderte Kapazitätsvariation $\frac{63\ \text{pF}}{564\ \text{pF}}$ = 1 : 9 erreicht ist.
Die Induktivität der Spule des Eingangskreises ergibt sich aus Gleichung (1)

$$L_{EM} = \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot 1602^2 \cdot 10^6 \cdot 63 \cdot 10^{-12}} = 154\ \mu\text{H}$$

Oszillatorkreis

Für die drei Empfangsfrequenzen in den Gleichlaufpunkten A, B und C werden folgende Werte gewählt

$$f_{E1} = 582\ \text{kHz}$$
$$f_{E2} = 932\ \text{kHz}$$
$$f_{E3} = 1492\ \text{kHz}$$

Für diese drei Frequenzen werden nach Gleichung (1) die jeweils eingestellten Kapazitäten des Drehkondensators im Eingangskreis berechnet; die gleiche Kapazität weist in diesen Punkten auch der gekoppelte Drehkondensator des Oszillatorkreises auf.
Es muß dann von den errechneten Kapazitätswerten C′ die Kapazität des parallelgeschalteten Kondensators C_{PEM} = 51 pF subtrahiert werden.

$$C_1' = \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot 582^2 \cdot 10^6 \cdot 154 \cdot 10^{-6}} = 484\ \text{pF}$$

$$C_1 = 484\ \text{pF} - 51\ \text{pF} = 433\ \text{pF}$$

$$C_2' = \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot 932^2 \cdot 10^6 \cdot 154 \cdot 10^{-6}} = 188\ \text{pF}$$

$$C_2 = 188\ \text{pF} - 51\ \text{pF} = 137\ \text{pF}$$

$$C_3' = \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot 1492^2 \cdot 10^6 \cdot 154 \cdot 10^{-6}} = 74\ \text{pF}$$

$$C_3 = 74\ \text{pF} - 51\ \text{pF} = 23\ \text{pF}$$

Die an diesen Punkten erforderlichen Oszillatorfrequenzen f_{01}, f_{02} und f_{03} errechnen sich als Summe aus den Empfangsfrequenzen f_{E1}, f_{E2} bzw. f_{E3} und der ZF

$$f_{01} = 582\ \text{kHz} + 468\ \text{kHz} = 1050\ \text{kHz}$$
$$f_{02} = 932\ \text{kHz} + 468\ \text{kHz} = 1400\ \text{kHz}$$
$$f_{03} = 1492\ \text{kHz} + 468\ \text{kHz} = 1960\ \text{kHz}$$

Die Werte für C_1, C_2 und C_3 und für f_{01}, f_{02} und f_{03} in die Bestimmungsgleichungen (7) und (8) für die Parallel- und Reihenzuschaltkondensatoren eingesetzt, ergeben folgende Kapazitätswerte

$$C_{RM} = 628\ \text{pF}$$
$$C_{PM} = 72\ \text{pF}$$

Als nächstes ist die Induktivität der Oszillatorspule zu berechnen. Die Gesamtkapazität C_1'' des Oszillatorkreises beträgt (berechnet bei der Frequenz f_{01})

$$C_1'' = \frac{C_1 \cdot C_{RM}}{C_1 + C_{RM}} + C_{PM} = \frac{433\ \text{pF} \cdot 628\ \text{pF}}{433\ \text{pF} + 628\ \text{pF}} + 72\ \text{pF}$$
$$= 256\ \text{pF} + 72\ \text{pF} = 328\ \text{pF}$$

Dann beträgt die Induktivität nach Gleichung (1)

$$L_M = \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot 1050^2 \cdot 10^6 \cdot 328 \cdot 10^{-12}} = 70\ \mu\text{H}$$

Berechnungen im Langwellenbereich (150 kHz ··· 285 kHz)

Eingangskreis

Zuerst ist wieder eine Betrachtung des Empfangskreises notwendig. Die Frequenzvariation in diesem Bereich beträgt 1 : 1,9. Die Kapazitätsvariation wird demnach 1 : 3,6, ist also wieder einzuengen, was durch das Parallelschalten des Zusatzkondensators C_{PEL} geschehen soll.
Nach (9) wird

$$\frac{C_A + C_{PEL}}{C_E + C_{PEL}} = \frac{12\ \text{pF} + C_{PEL}}{513\ \text{pF} + C_{PEL}} = \frac{1}{3{,}6}$$

$$C_{PEL} = \frac{470}{2{,}6}\ \text{pF} = 180\ \text{pF}$$

Die Anfangs- und Endkapazität des Eingangskreises betragen dann C_A' = 192 pF und C_E' = 693 pF.
Damit wird die geforderte Kapazitätsvariation $C_A' : C_E'$ = 192 : 693 ≈ 1 : 3,6 erreicht.
Die Induktivität der Spule des Eingangskreises ergibt sich aus Gleichung (1)

$$L_{EL} = \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot 285^2 \cdot 10^6 \cdot 192 \cdot 10^{-12}} \approx 1600\ \mu\text{H}$$

Oszillatorkreis

Für die drei Frequenzen in den Gleichlaufpunkten A, B und C werden folgende Werte gewählt

$$f_{E1} = 164\ \text{kHz}$$
$$f_{E2} = 218\ \text{kHz}$$
$$f_{E3} = 256\ \text{kHz}$$

In diesen Punkten kann nun mit den gewählten Frequenzen die jeweils eingestellte Kapazität des Drehkondensators des Eingangskreises bestimmt werden, die ja wiederum gleich der des Oszillatorkreises ist. Von dem berechneten Kapazitätswert müssen dann wegen der Parallelschaltung von C_{PEL} = 180 pF subtrahiert werden.

$$C_1' = \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot 164^2 \cdot 10^6 \cdot 1600 \cdot 10^{-6}} = 589\ \text{pF}$$

$$C_1 = 589\ \text{pF} - 180\ \text{pF} = 409\ \text{pF}$$

$$C_2' = \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot 218^2 \cdot 10^6 \cdot 1600 \cdot 10^{-6}} = 334\ \text{pF}$$

$$C_2 = 334\ \text{pF} - 180\ \text{pF} = 154\ \text{pF}$$

$$C_3' = \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot 256^2 \cdot 10^6 \cdot 1600 \cdot 10^{-6}} = 241\ \text{pF}$$

$$C_3 = 241\ \text{pF} - 180\ \text{pF} = 61\ \text{pF}$$

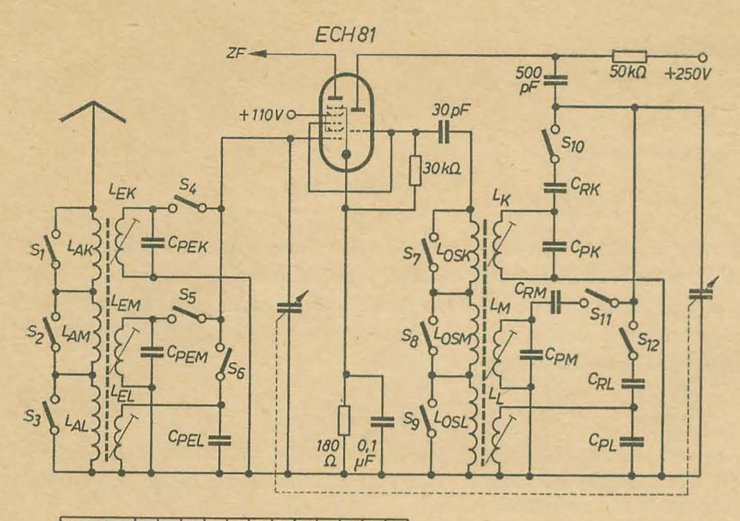


Bild 3: Praktische Schaltung einer Mischstufe

Schalter	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
Kurz		●	●	●				●	●	●		
Mittel	●		●		●		●		●		●	
Lang	●	●				●	●	●				●

Es ergeben sich die Oszillatorfrequenzen an den drei Punkten A, B und C

$$f_{01} = 164\ \text{kHz} + 468\ \text{kHz} = 632\ \text{kHz}$$
$$f_{02} = 218\ \text{kHz} + 468\ \text{kHz} = 686\ \text{kHz}$$
$$f_{03} = 256\ \text{kHz} + 468\ \text{kHz} = 724\ \text{kHz}$$

Mit den errechneten Werten von C_1, C_2 und C_3 und f_{01}, f_{02} und f_{03} können nun mit (7) und (8) wieder C_R und C_P berechnet werden.

$$C_{RL} = 564\ \text{pF} \qquad C_{PL} = 515\ \text{pF}$$

Die Induktivität der Oszillatorspule wird bei der Frequenz f_{01} berechnet. Die Kreiskapazität ist in diesem Punkt

$$C_1'' = \frac{C_1 \cdot C_{RL}}{C_1 + C_{RL}} + C_{PL} = \frac{409\ \text{pF} \cdot 564\ \text{pF}}{409\ \text{pF} + 564\ \text{pF}} + 515\ \text{pF} = 237\ \text{pF} + 515\ \text{pF} = 752\ \text{pF}$$

Mit Gleichung (1) wird dann die Induktivität L_L

$$L_L = \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot 632^2 \cdot 10^6 \cdot 752 \cdot 10^{-12}} = 84\ \mu\text{H}$$

Berechnungen im Kurzwellenbereich (5,95 MHz ··· 26,1 MHz)

Eingangskreis

Hier beträgt die Frequenzvariation 1 : 4,4, das entspricht einer Kapazitätsvariation von etwa 1 : 19. Der Kapazitätsvariationsbereich ist wiederum durch Parallelschaltung eines Kondensators C_{PE} einzuengen

$$\frac{C_A + C_{PEK}}{C_E + C_{PEK}} = \frac{12\ \text{pF} + C_{PEK}}{513\ \text{pF} + C_{PEK}} = \frac{1}{19}$$

$$C_{PEK} = 16\ \text{pF}$$

Damit wird die Gesamtanfangskapazität $C_A = 28$ pF und die Gesamtendkapazität $C_E = 529$ pF.

Die Spuleninduktivität des Eingangskreises beträgt

$$L_{EK} = \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot 5{,}95^2 \cdot 10^{12} \cdot 529 \cdot 10^{-12}} \approx 1{,}3\ \mu\text{H}$$

Oszillatorkreis

An den Abgleichpunkten werden folgende Frequenzen gewählt

$$f_{E1} = 6{,}94\ \text{MHz}$$
$$f_{E2} = 12{,}8\ \text{MHz}$$
$$f_{E3} = 18{,}74\ \text{MHz}$$

Bei diesen Frequenzen wird nun wieder die jeweilige Drehkondensatorkapazität berechnet

$$C_1' = \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot 6{,}94^2 \cdot 10^{12} \cdot 1{,}3 \cdot 10^{-12}} = 405\ \text{pF}$$

$$C_1 = 405\ \text{pF} - 16\ \text{pF} = 389\ \text{pF}$$

$$C_2' = \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot 12{,}8^2 \cdot 10^{12} \cdot 1{,}3 \cdot 10^{-12}} = 119\ \text{pF}$$

$$C_2 = 119\ \text{pF} - 16\ \text{pF} = 103\ \text{pF}$$

$$C_3' = \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot 18{,}74^2 \cdot 10^{12} \cdot 1{,}3 \cdot 10^{-12}} = 56\ \text{pF}$$

$$C_3 = 56\ \text{pF} - 16\ \text{pF} = 40\ \text{pF}$$

Die Oszillatorfrequenzen in den Abgleichpunkten sind

$$f_{01} = 6{,}94\ \text{MHz} + 468\ \text{kHz} = 7{,}41\ \text{MHz}$$
$$f_{02} = 12{,}8\ \text{MHz} + 468\ \text{kHz} = 13{,}27\ \text{MHz}$$
$$f_{03} = 18{,}74\ \text{MHz} + 468\ \text{kHz} = 19{,}21\ \text{MHz}$$

Für C_{RK} und C_{PK} erhält man nach den Gleichungen (7) und (8)

$$C_{RK} = 6160\ \text{pF}$$
$$C_{PK} = 20\ \text{pF}$$

Die Induktivität wird wieder bei der Frequenz f_{01} berechnet. Bei dieser Frequenz ist die wirksame Kapazität des Oszillatorkreises

$$C_1'' = \frac{C_1 \cdot C_{RK}}{C_1 + C_{RK}} + C_{PL} = \frac{389\ \text{pF} \cdot 6160\ \text{pF}}{389\ \text{pF} + 6160\ \text{pF}} + 20\ \text{pF} = 365\ \text{pF} + 20\ \text{pF} = 385\ \text{pF}$$

Mit Gleichung (1) ermittelt man wieder die Induktivität der Oszillatorspule

$$L_K = \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot 7{,}41^2 \cdot 10^{12} \cdot 385 \cdot 10^{-12}} = 1{,}2\ \mu\text{H}$$

Praktische Ausführung einer Mischstufe

Es sind sämtliche frequenzbestimmenden Spulen- und Kondensatorgrößen von Eingangskreis und Oszillatorkreis eines AM-Supers berechnet. Als nächstes tritt die Frage der Dimensionierung der Spulen auf.

Nach [3] erhält man für die Eingangs- und Oszillatorkreisspulen folgende Wickeldaten:

Eingangskreisspulen

Wellenbereich	Induktivität in µH	Spulendaten
K	1,3	12 Wdg 0,6 CuLS Gewindekern HFG-M 6×0,5×12/12
M	154	110 Wdg 20×0,05 CuLS Gewindekern HFG-M 6×0,5×12/12
L	1600	380 Wdg 0,1 CuLS Gewindekern HFG-M 6×0,5×12/12
Oszillatorkreisspulen		
K	1,2	11 Wdg 0,6 CuLS Gewindekern HFG-M 6×0,5×12/12
M	70	74 Wdg 20×0,05 CuLS Gewindekern HFG-M 6×0,5×12/12
L	84	84 Wdg 20×0,05 CuLS Gewindekern HFG-M 6×0,5×12/12

Die praktische Schaltung der Mischstufe eines AM-Supers (Bild 3) läßt erkennen, daß auch die Daten der Antennenspulen und Oszillator-Rückkopplungsspulen bestimmt werden müssen. Diese haben keinen Einfluß auf die Resonanzfrequenz von Eingangskreis und Oszillatorkreis und wurden deshalb in die Berechnungen nicht mit aufgenommen. Sie leiten sich aus den Kopplungsbedingungen ab, sind weniger kritisch und sollen an dieser Stelle nur angegeben werden.

Für die in Frage kommenden Spulen seien folgende Daten richtungsweisend [4]:

Antennenspulen

Wellenbereich	Spulendaten
K	25 Wdg 0,1 CuLS
M	280 Wdg 0,1 CuLS
L	1100 Wdg 0,1 CuLS
Oszillator-Rückkopplungsspule	
K	8 Wdg 0,1 CuLS
M	35 Wdg 0,1 CuLS
L	65 Wdg 0,1 CuLS

Literatur

[1] H. Meinke u. F. W. Gundlach: Taschenbuch der Hochfrequenztechnik; Springer-Verlag Berlin/Göttingen/Heidelberg 1956

[2] F. Brückner: Der Gleichlauf des Empfangs- und Oszillatorkreises beim Überlagerungsempfänger; radio und fernsehen 2 (1961) S. 37 bis 41

[3] VEB Werk für Bauelemente der Nachrichtentechnik Teltow: Druckschrift über Eisenkerne

[4] B. Pabst: Anleitung zur Fehlersuche für Rundfunkmechaniker; B. G. Teubner Verlagsgesellschaft Leipzig 1961

Ein fremdgesteuerter Wobbelgenerator

Dr.-Ing. CH. MOELLER und Dipl.-Ing. U. PLAUSCHIN

Mitteilung aus dem Institut für Hochfrequenztechnik und Elektronenröhren der Technischen Universität Dresden

Der beschriebene Wobbelmeßplatz ist für den Endabgleich elektromechanischer Bandfilter vorgesehen, läßt sich jedoch vorteilhaft auch für viele andere Meßaufgaben einsetzen, bei denen es auf niedrige Wobbelfrequenz bei in weiten Grenzen regelbarem Frequenzhub ankommt. Das Gerät fand bei zahlreichen Entwicklungsstellen der Industrie reges Interesse. Diese Tatsache sollte Anlaß sein, die Situation im Angebot von Wobbelmeßgeräten kritisch zu überprüfen und nach Möglichkeiten zu suchen, Lücken im Sortiment durch entsprechende Neuentwicklungen zu schließen.

Aufbau und Arbeitsweise

Der im folgenden beschriebene Wobbelgenerator ist unter dem Gesichtspunkt möglichst geringen Aufwandes als Zusatzgerät eines handelsüblichen NF-Oszilloskops (EO1/76Ta, VEB Technisch-Physikalische Werkstätten Thalheim) entwickelt worden. Der Durchstimmbereich der Mittenfrequenz wurde den gegebenen Erfordernissen entsprechend auf 400 ··· 550 kHz festgelegt. Bei Bedarf ist eine Bereichserweiterung in beiden Richtungen ohne weiteres möglich. Die Wobbelfrequenz ist durch die Kippfrequenz des als Sichtgerät dienenden NF-Oszilloskops gegeben. Ihre untere Grenze liegt bei 0,1 Hz, was auch zur Darstellung der Übertragungscharakteristiken außerordentlich flankensteiler Filter völlig ausreicht. Der Frequenzhub ist von 0 ··· 100 kHz kontinuierlich regelbar.

Bild 2 zeigt die Blockschaltung. Das Gerät arbeitet nach dem Überlagerungsprinzip, d. h. die eigentliche Arbeitsfrequenz wird durch Mischung aus zwei wesentlich höher liegenden Grundfrequenzen gewonnen, die von einem gewobbelten Oszillator I mit fester Mittenfrequenz und einem durchstimmbaren Oszillator II erzeugt werden. Dieses Prinzip hat zwei Vorteile. Einmal ist zur Erzielung eines großen relativen Hubes der Arbeitsfrequenz ein wesentlich kleinerer Hub der entsprechenden Grundfrequenz erforderlich. Je kleiner aber der relative Hub ist, desto günstiger liegen die Verhältnisse in bezug auf Amplitudenkonstanz des Oszillators und Linearität der Frequenzzuordnung zur Kippspannung. Zum anderen ist der Frequenzhub der Arbeitsfrequenz unabhängig von der eingestellten Mittenfrequenz. Der Hubregler ist also eichbar.

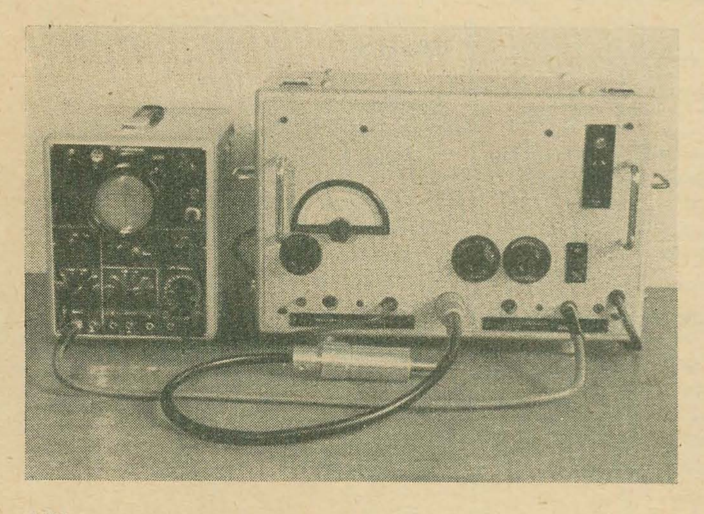


Bild 1: Gesamtansicht des Wobbelmeßplatzes

Die zur Modulation dienende Ablenkspannung des NF-Oszilloskops wird rückwirkungsfrei über einen Kippspannungs-Trennverstärker entnommen. Die am Ausgang der Mischstufe entstehende Differenzfrequenzspannung wird verstärkt. Dem Ausgangsverstärker ist ein Tiefpaß vorgeschaltet, der unerwünschte Mischprodukte unterdrückt.

Die Ausgangsspannung des Meßobjektes wird über einen Katodenfolger-Tastkopf einem breitbandigen Vorverstärker mit wahlweise abschaltbarem Demodulator für die Hüllkurvendarstellung zugeführt. Zur weiteren Verstärkung dient der Gleichspannungsverstärker des zur Anzeige benutzten NF-Oszilloskops.

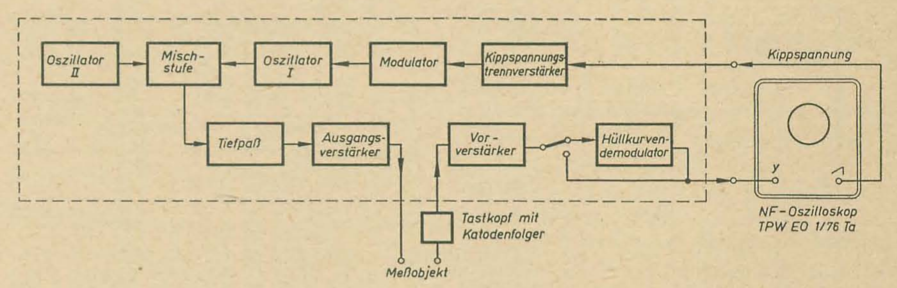


Bild 2: Blockschaltung des Wobbelmeßplatzes

Das Modulationsverfahren

Das zur Frequenzmodulation des Oszillators I angewandte Modulationsverfahren beruht auf der Stromflußwinkelsteuerung einer Festkapazität [2]. Ein nach diesem Prinzip aufgebauter Modulator zeichnet sich durch extrem einfachen Aufbau und hohe Linearität des Zusammenhanges zwischen Steuerspannung und Änderung der wirksamen Kapazität aus.

Die Prinzipschaltung zeigt Bild 3. Die an den Klemmen 3-3′ liegende Gleichspannung bewirkt, daß die feste Kapazität C nur während eines Bruchteils der Periodendauer an den über 1-1′ liegenden, frequenzbestimmenden Schwingkreis des zu modulierenden Oszillators angeschaltet wird. Der Grundwellenanteil des

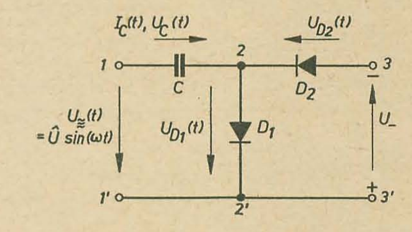


Bild 3: Prinzipschaltung des Modulators

dann fließenden Stromes hängt vom durch die Diodenvorspannung einstellbaren Stromflußwinkel ab und bestimmt die an den Klemmen 1-1′ wirksame Kapazität.

Im einzelnen ergibt sich folgende Funktionsweise. Stimmt die Vorspannung U_- mit der doppelten Amplitude $2 \cdot \hat{U}$ der an die Klemmen 1-1′ gelegten Wechselspannung $U_{\approx}(t) = \hat{U} \cdot \sin \omega t$ überein,

$$U_- = 2 \cdot \hat{U}, \qquad (1)$$

so wird sich C während der positiven Halbwelle über D_1 auf die volle Spitzenspannung $\hat{U}$ aufladen und so verbleiben. Die Spannung in der Masche 2-1-1′-2′,

$$U_{D1}(t) = -\hat{U} + \hat{U} \sin \omega t, \qquad (2)$$

ist ebenso wie die Spannung in der Masche 3-3′-1′-1-2,

$$U_{D2}(t) = -U_- - \hat{U} \sin \omega t + \hat{U}$$

$$= -\hat{U} - \hat{U} \sin \omega t, \qquad (3)$$

immer negativ. Das bedeutet, daß beide

Dioden ständig gesperrt sind. Die Kapazität C ist wirkungslos.

Ist

$$U_- < 2 \cdot \hat{U}, \quad (4)$$

so wird der Kondensator C während der positiven Halbwelle der Wechselspannung nach wie vor über die Diode D_1 auf die volle Spitzenspannung $\hat{U}$ aufgeladen, wird jedoch nur so lange diese Spannung halten, wie

$$U_\approx (t) > \hat{U} - U_- \quad (5)$$

gilt. Bei

$$U_\approx (t) = \hat{U} - U_- \quad (6)$$

wird die Diode D_2 leitend. Damit folgt $U_C (t)$ dem Verlauf $U_\approx (t) + U_-$, bis $U_\approx (t)$ seinen Minimalwert erreicht. Die Spannung über dem Kondensator ist dann gerade

$$U_C (t_3) = U_- - \hat{U}. \quad (7)$$

Jetzt bleiben beide Dioden gesperrt, bis wieder

$$U_\approx (t) = U_C (t_3) \quad (8)$$

wird.

Das ist bei t_4 der Fall. Jetzt öffnet D_1. $U_C (t)$ folgt erneut der Spannung $U_\approx (t)$ bis zu deren Maximalwert.

Der Verlauf der Kondensatorspannung $U_C (t)$ ist im Bild 4a dargestellt. Bild 4b zeigt den durch

$$I_C (t) = C \frac{d\, U_C (t)}{dt} \quad (9)$$

gegebenen Eingangsstrom. Als Grundwellen-Blindanteil ergibt sich nach *Fourier*

$$I_b (t) = \left(\frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} I_C (t) \cos \omega t \, d\, \omega t\right) \cdot \cos \omega t = \left(2 \frac{\hat{U}\, \omega\, C}{\pi} \int_{\frac{\pi}{2} - \alpha}^{\frac{\pi}{2}} \cos^2 \omega t \, d\, \omega t\right) \cdot \cos \omega t$$

$$= \hat{U}\, \omega \frac{C}{\pi} \left(\alpha - \frac{\sin 2\alpha}{2}\right) \cdot \cos \omega t \quad (10)$$

Darin ist α der Stromflußwinkel, der durch die Vorspannung mit

$$\alpha = \arccos \left(\frac{U_-}{\hat{U}} - 1\right) \quad (11)$$

gegeben ist. Aus Gleichung (10) entnimmt man als für die Grundwelle wirksame Kapazität

$$C_w = \frac{C}{\pi} \left(\alpha - \frac{\sin 2\alpha}{2}\right) \quad (12)$$

Das zugehörige Diagramm zeigt Bild 5. Man erkennt den in weiten Grenzen linearen Verlauf.

Beschreibung der Schaltung

Die Gesamtschaltung des Wobbelgenerators zeigt Bild 6. Der oben beschriebene Modulator arbeitet mit den Germaniumdioden OA 685. Es werden zwei gleiche Modulatoren (D_2, D_3, C_{20} und D_4, D_5, C_{19}) parallel betrieben.

Der Kippspannungs-Trennverstärker ist mit der Doppeltriode ECC 82 bestückt ($Rö_4$). Das erste System arbeitet als Katodenfolger, das zweite System als Steuerstufe für den Modulator. Der Verstärker ist wegen der niedrigen Kippfrequenz direkt gekoppelt. Der Maximalwert der an R_{27} abfallenden Sägezahnspannung muß von Spitze zu Spitze 4 V betragen. Der überlagerte Gleichspannungsanteil legt den Arbeitspunkt des Modulators fest und liegt bei 11,5 V. Zu seiner genauen Einstellung dient der Regler P_4. Um zu verhindern, daß sich der Arbeitspunkt des Modulators und damit die Ausgangsmittenfrequenz bei Betätigung des Hubreglers P_3 verschieben, wird der an P_3 liegende, vom Ruhestrom des Katodenfolgers abhängige Gleichspannungsanteil kompensiert. Zur genauen Einstellung der Kompensationsspannung dient der Regelwiderstand P_6. Mit P_2 wird der gewünschte Regelbereich des Hubreglers festgelegt.

Die Mittenfrequenz des gewobbelten Oszillators liegt bei 5 MHz. Der Oszillator ist in Meißnerschaltung aufgebaut. Um eine durch Änderung des Modulatorwiderstandes bedingte Amplitudenmodulation der Oszillatorspannung zu verhindern, wurde der frequenzbestimmende Anodenkreis mit 5 kΩ stark bedämpft. Damit trotzdem ein sicheres Anschwingen gewährleistet bleibt, wurde als Röhre eine steile Pentode (EF 80) verwendet.

Als Generator der von 4,45 ··· 4,6 MHz durchstimmbaren Festfrequenz dient der Triodenteil der ECH 81 ($Rö_6$). Im Heptodenteil erfolgt die Mischung mit der Gleitfrequenz.

Ein einstufiger RC-Verstärker mit nachgeschaltetem Katodenfolger zur Impedanzwandlung bringt die am Ausgang des Tiefpasses liegende Differenzfrequenzspannung auf etwa 3,5 V. Der Verstärkerinnenwiderstand beträgt ungefähr 200 Ω. Die Ausgangsspannung läßt sich am Potentiometer P_5 regeln.

Der Meßwert-Vorverstärker wurde dreistufig mit Katodenfolger-Ausgang ausgeführt ($Rö_2$ und $Rö_3$). Der Arbeitswiderstand der gleichartigen Stufen ist durch die obere Grenzfrequenz bestimmt. Für einen Verstärkungsabfall von 2% bei 600 kHz und einer Stufenausgangskapazität von etwa 15 pF ergeben sich 3 kΩ. Zur Hüllkurvendemodulation dient die Germaniumdiode OA 685 (D_1).

Einsatz des Wobbelmeßplatzes

Beim Anschalten des Meßobjektes ist der Innenwiderstand des Generatorausganges zu berücksichtigen. Bei Filterschaltungen gehen Quell- und Abschlußwiderstände wesentlich auf die Filtereigenschaften ein. Die vorgegebenen Filtercharakteristiken werden nur mit exakten ein- und ausgangseitigen Abschlußwiderständen erreicht. Für mechanische Filter liegen diese z. B. bei 20 kΩ.

Am einfachsten wird der geforderte Quellwiderstand verwirklicht, indem man durch Vorschalten eines geeigneten zusätzlichen Widerstandes den Senderinnenwiderstand auf den gewünschten Wert vergrößert. Die zweite Möglichkeit besteht darin, das Meßobjekt über einen Reihenkondensator anzuschalten. Das letztgenannte Verfahren ist oftmals günstiger, da bei entsprechender Wahl der Kapazität der zur Speisung des Meßobjektes verfügbare Kurzschlußstrom größer ist. Die Generatorurspannung beträgt, wie erwähnt, 3,5 V. Bei einem entsprechenden Vorwiderstand von $R_v = 20$ kΩ ergibt sich ein Kurzschlußstrom von 0,175 mA. Bei Einspeisung über einen Kondensator C_s wird auf Grund des Generatorinnenwiderstandes R_i am Filtereingang ein durch

$$R_p = R_i \left[1 + \frac{1}{(\omega\, R_i\, C_s)^2}\right] \quad (13)$$

gegebener Parallel-Dämpfungswiderstand wirksam. Mit $C_s = 175$ pF ergeben sich für R_p gerade die im Beispiel geforderten 20 kΩ. Der verfügbare Kurzschlußstrom ist mit 1,73 mA etwa zehnmal so groß wie bei rein ohmscher Einspeisung.

Die Auswertung des Schirmbildes wird durch eine vorgesetzte Rasterscheibe erleichtert (Bild 8). Der dort angegebene relative Frequenzmaßstab ist mit dem am geeichten Hubregler eingestellten Frequenzhub zu multiplizieren. Schaltungstechnisch bedingt verläuft der Frequenzmaßstab entgegen dem üblichen Brauch von rechts nach links.

Das im Bild 8 dargestellte Oszillogramm ist die Übertragungscharakteristik eines mechanischen Bandfilters mit einer Bandbreite von 35 kHz, wie es in mit Kleinhub-Frequenzmodulation arbeitenden Funksprechgeräten benutzt wird. Der Dämpfungsmaßstab der

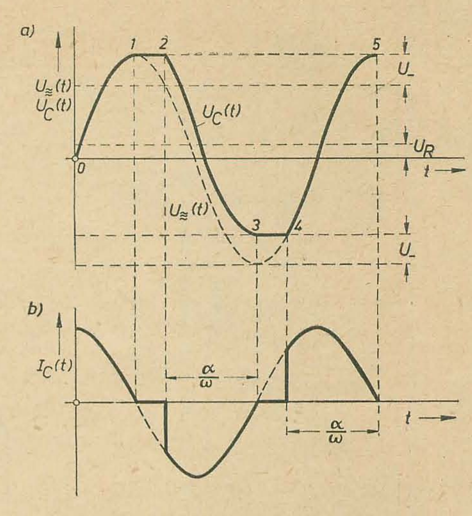


Bild 4: Zeitlicher Verlauf der Kondensatorspannung und des Eingangsstromes des Modulators
0—1, 4—5: Diode D_1 geöffnet
2—3: Diode D_2 geöffnet
1—2, 3—4: beide Dioden gesperrt
$U_R = \frac{U_-}{2}$ Richtspannung über C

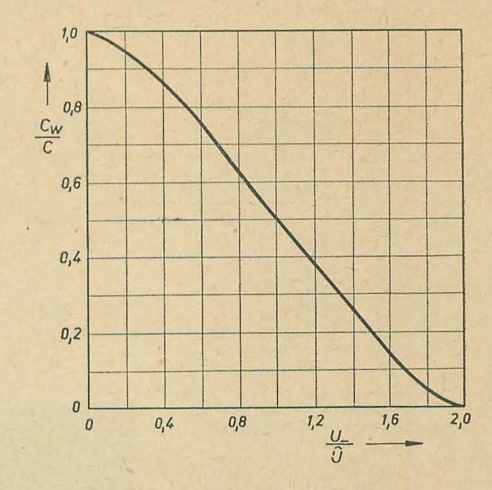


Bild 5: Die wirksame Eingangskapazität des Modulators in Abhängigkeit von der Vorspannung

Bild 6: Stromlaufplan des Wobbelgenerators

Bild 7: Möglichkeiten für das Anschalten des Meßobjektes

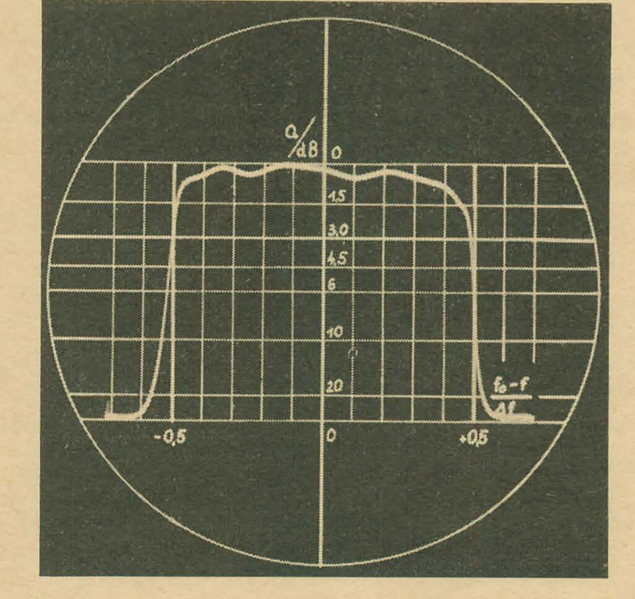


Bild 8: Übertragungscharakteristik eines neunkreisigen elektromechanischen Filters

Rasterscheibe erlaubt eine ausreichend genaue Kontrolle der als Qualitätsmerkmal geltenden Welligkeit im Durchlaßbereich. Die Verstärkungsreserve reicht aus, um auch das für mechanische Filter wesentliche Nebenwellenverhalten kontrollieren zu können, selbst wenn die Nebenwellendämpfung größer als 80 dB ist. Man spart so die zur Qualitätskontrolle notwendige und sehr zeitraubende statische Messung des Sperrbereiches.

Zur frequenzmäßigen Eichung des Wobbelmeßplatzes wird der Kippgenerator des NF-Oszilloskops abgeschaltet. Der Leuchtpunkt läßt sich dann durch Betätigung des Kippfeinreglers von Hand seitlich verschieben. Durch Frequenzmessung am Ausgang des Wobbelsenders, z. B. mittels Zählfrequenzmessers, läßt sich sehr einfach die gewünschte Frequenzzuordnung zur entsprechenden Lage des Leuchtpunktes ermitteln.

Literatur

[1] U. Plauschin: Entwicklung und Aufbau eines speziellen Wobbelmeßplatzes. Diplomarbeit TU Dresden 1962; Institut für Hochfrequenztechnik und Elektronenröhren

[2] R. Otto: Frequenzmodulation durch einen Kondensator mit gesteuertem Stromflußwinkel. Frequenz 5 (1951), H. 11 und 12, S. 323 bis 327

Ein regelbarer Trenntransformator

FELIX SCHÖBL

Verwendungszweck

Das nachfolgend beschriebene Gerät erfüllt im wesentlichen zwei Funktionen:

1. Die Netzspannung kann auf den Sollwert von U = 220 V eingeregelt werden
2. Bei Arbeiten an Allstromgeräten sind Netz und Gerät galvanisch getrennt

Das Gerät ist besonders für den Fernsehservice gedacht. Es erschien daher zweckmäßig, noch einige zusätzliche Verwendungsmöglichkeiten vorzusehen, ohne dabei Gewicht oder Abmessungen des Geräts unnötig zu vergrößern.

Schaltung

Bild 1 zeigt die Schaltung des Gerätes. Die Netzspannung gelangt über S_1 und Si an den Regeltrafo Tr_1. An Bu_1 können Verbraucher angeschlossen werden, für die eine geregelte Spannung nicht nötig ist (z. B. Lötkolben).
Die Anzapfungen 1 bis 22 des Transformators Tr_1 führen zum Wahlschalter S_2. Für S_2 wurde eine handelsübliche Form mit 1×23 Kontakten bei 2 A Maximalstrom gewählt.
Die Ausgangsspannung kann an Bu_2 entnommen werden.
Zur Kontrolle von Spannungen und Strömen wird das Meßinstrument M benutzt. Es kann über den Wahlschalter S_3 (2×5 Kontakte) in fünf verschiedenen Funktionen als Indikator dienen. Die einzelnen Funktionen werden später erläutert.

Da eine galvanische Trennung der Sekundärspannung vom Netz gefordert wird, scheidet der in mancher Hinsicht vorteilhaftere Spartrafo aus.
Für die Größe von Tr_1 ist die gewünschte Leistung maßgebend. Die mit P-Röhren bestückten TV-Geräte benötigen im Durchschnitt 150 VA, so daß man mit einem Blechschnitt M 102 mit 35 mm Paketstärke auskommt. Für das Mustergerät wurde ein schadhafter Neumann-Netztransformator N 102 U verwendet und neu gewickelt.
Für eine möglichst stufenlose Regelung der Sekundärspannung in einem großen Bereich wurden primär die Anzapfungen 1 bis 22 vorgesehen. Die Sekundärspannung ändert sich damit je Schaltstufe um etwa 2,5 V. Die Anzapfungen reichen aus, um bei Primärspannungen im Bereich von etwa 180 V ··· 245 V eine Sekundärspannung von 220 V zu gewährleisten. Bei Belastung wird der Regelbereich etwas geringer.
Diese Art der Spannungsregelung hat sich im Mustergerät bewährt, obwohl beim Schalten an S_2 infolge der Kurzschluß- und Induktionsströme mit starker Funkenbildung zu rechnen war. Eine Funktionsprüfung ergab, daß bei 200 VA Belastung die Schaltfunken vernachlässigbar klein blieben. Der Verfasser verwendet an einem anderen Transformator das gleiche Schaltprinzip schon seit Jahren, ohne daß die Schaltkontakte auch nur den geringsten Schaden genommen hätten.

Wickeldaten für Tr_1

Primär:

0 bis 1	600 Wdg.	0,6 mm ∅ CuL
1 bis 22	je 10 Wdg.	0,6 mm ∅ CuL

Sekundär:

770 Wdg.	0,6 mm ∅ CuL

Der erforderliche Draht ist nur dann unterzubringen, wenn lagenweise gewickelt wird. Bei sorgfältiger Arbeit reicht der Wickelraum gut aus.
Wie noch später erwähnt wird, soll mit dem Meßinstrument M auch der Sekundärstrom von Tr_1 gemessen werden. Um einen unnötigen Spannungsabfall zu vermeiden, wurde der sonst übliche Widerstand, dessen Spannungsabfall der Stromstärke proportional ist, nicht verwendet. Im Mustergerät arbeitet Tr_2 als Stromwandler. Der Spannungsabfall an der Primärwicklung ist dadurch vernachlässigbar klein. Für Tr_2 gelten folgende Daten:

Primär:	14 Wdg.	0,7 mm ∅ CuL
Sekundär:	6000 Wdg.	0,1 mm ∅ CuL

Eisenquerschnitt $F = 1{,}4\ cm^2$

Zum Nachbau wählt man die Kerngröße M 42. Die Wirkung von Tr_2 beruht darauf, daß das von der Primärwicklung P erzeugte magnetische Wechselfeld der durch P fließenden Stromstärke proportional ist. Die an P abfallende geringe Spannung wird beim Mustergerät mit einem Übersetzungsverhältnis ü = 1 : 430 hinauftransformiert und reicht aus, um bei einem Verbraucherstrom $I_V = 1$ A Vollausschlag des Instruments M zu bewirken.
Tr_3 ist ein Transformator, der für eine noch zu beschreibende Meßfunktion eine Spannung von etwa 12 V liefert. Wickeldaten werden nicht genannt, da sie sehr von der Art des Instrumententyps abhängen und dieser Transformator u. U. wegfallen kann.

Meßgerät

Zur ständigen Kontrolle der Sekundärspannung von Tr_1 ist ein Voltmeter unbedingt erforderlich. Die Meßgenauigkeit ist von der Qualität des verwendeten Meßgeräts abhängig. Für den Service braucht man die Ansprüche nicht zu hoch zu treiben.
In der Schaltung wurde versucht, das Meßgerät recht vielseitig auszunutzen, wobei die Interessen des Servicetechnikers besonders beachtet wurden. Im Mustergerät wurde ein vorhandenes Drehspulmeßgerät mit etwa

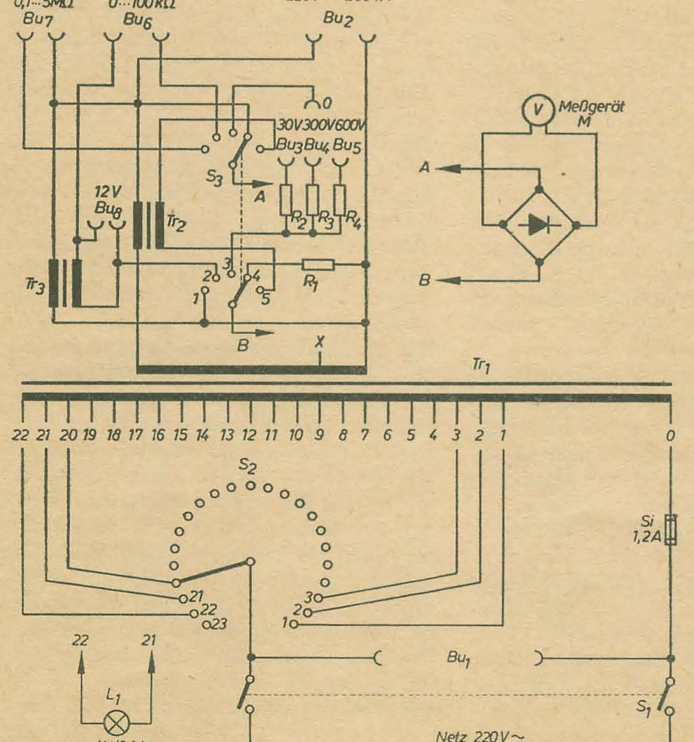
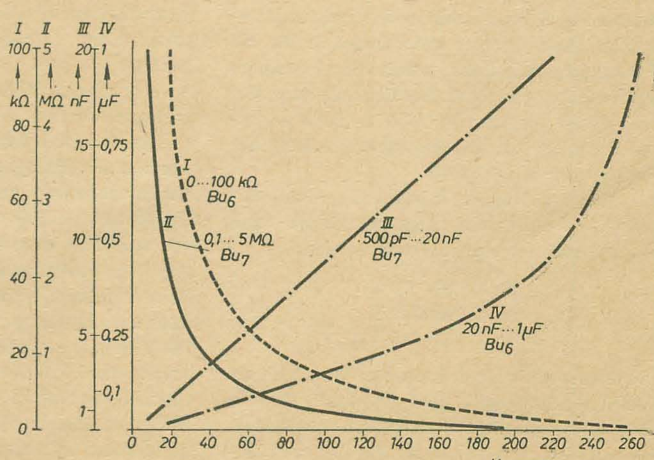


Bild 1: Schaltung des Geräts

Bild 2: Eichkurven für Widerstands- und Kapazitätsmessungen



1 mA Vollausschlag verwendet. Als Meßgleichrichter diente ein sogenannter „Maikäfer". Die Instrumentenskala konnte den neuen Anforderungen entsprechend nicht mehr verwendet werden und wurde durch eine neue ersetzt.

In Schaltstellung 4 von S_3 wird die an Bu_2 stehende Ausgangsspannung gemessen. R_1 ist so gewählt, daß bei 300 V der Zeiger voll ausschlägt. Die Volt-Skala des Instruments wurde nach diesem Skalenendwert geeicht.

In Schaltstellung 5 liegt an M die Sekundärspannung des Stromwandlers Tr_2. Dessen Übersetzungsverhältnis ist dem Meßgerätetyp entsprechend experimentell so angepaßt, daß ein Verbraucherstrom von 1 A Vollausschlag des Instruments hervorruft. Man wickelt zweckmäßigerweise die Primärwicklung von Tr_2 nur halb, dann wird die Sekundärwicklung aufgebracht. Anschließend wird das Blechpaket des Trafos geschichtet und die Primärtriebsspannungen, während der größte Bereich mitunter bei Messungen an Netztransformatoren und Siebketten erforderlich ist. Die Vorwiderstände R_2, R_3 und R_4 sind so zu bemessen, daß bei den genannten Spannungen Vollausschlag erreicht wird. Im Mustergerät ergaben sich folgende Werte: $R_1 = R_3 = 155\ k\Omega$, $R_2 = 8\ k\Omega$ und $R_4 = 320\ k\Omega$.

Hat der Umschalter S_3 mehr als fünf Kontaktpaare, kann man für alle drei Meßbereiche nur ein Buchsenpaar vorsehen und auf den jeweiligen Vorwiderstand umschalten. Schließlich könnte in einer weiteren Schaltstellung über einen Vorwiderstand die Netzspannung an M gelegt werden. In diesen Fällen müßte S_3 2×8 Kontakte haben.

Da der Servicetechniker bei der Fehlersuche öfter Bauteile auf Durchgang, Unterbrechung oder Kurzschluß überprüfen muß, ist Schaltstellung 1 bzw. 2 dafür vorgesehen.

Forderung gilt, daß im niedrigen Meßbereich ein Kurzschluß der Meßbuchsen Bu_6 der Durchgangsprüfung entspricht und etwa Vollausschlag an M bewirken soll. Der höhere Meßbereich soll lückenlos an den niederen anschließen und bis mindestens 2 MΩ reichen.

Es ist nicht zu empfehlen, gesonderte Ohm-Skalen am Meßgerät anzubringen. Bei einem Instrumentendurchmesser von 60 mm ist das schon aus Platzgründen kaum möglich. Man wird vielmehr grafische Darstellungen verwenden. Bild 2 zeigt die Kurven I und II für die beiden Meßbereiche des Mustergeräts.

Es entspricht der Eigenart der Hyperbel, daß die Ablesegenauigkeit in beiden Bereichen nach den größeren Widerstandswerten hin abnimmt. Da es aber im Service hauptsächlich auf die Funktionsprüfung und erst in zweiter Linie auf den genauen Wert ankommt, reicht die Meßmethode im allgemeinen für die Praxis aus.

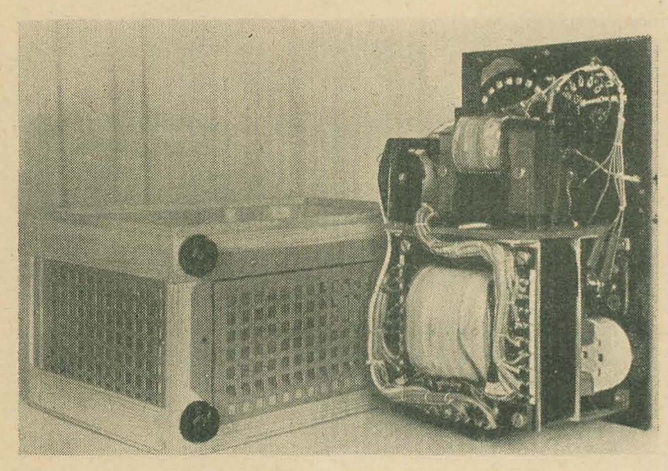


Bild 3: Aufbau des Geräts

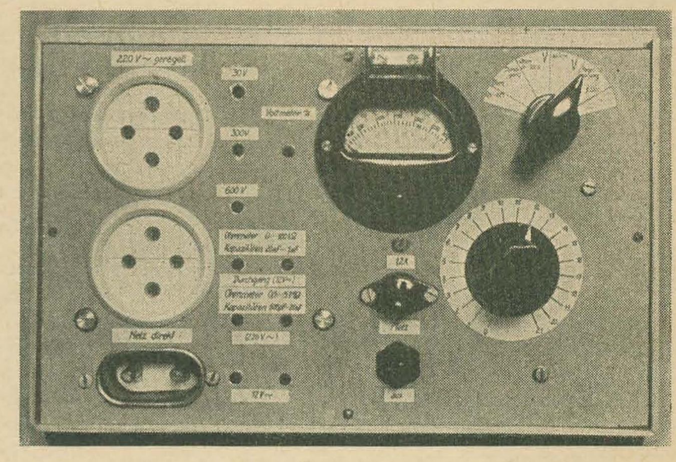


Bild 4: Vorderansicht des Geräts

wicklung vervollständigt, die also auf die Sekundärwicklung zu liegen kommt. Es ist zu empfehlen, für diese Arbeit isolierte Litze zu verwenden, da dann das „Durchfädeln" beim Wickeln einfacher ist. Man wickelt so lange, bis der erwünschte Endausschlag erreicht wird (gleichen Wickelsinn beachten!).

Die Ampere-Skala wurde in 0,1 A unterteilt und in roter Farbe unterhalb der Volt-Skala angebracht.

Da die Strommessung immer bei U = 220 V erfolgt, kann das Meßgerät in Stellung 5 des Schalters S_3 auch als Wattmeter verwendet werden. Dabei gilt die Beziehung $N = 220 \cdot I$ (N in W, I in A).

Da für den Servicetechniker die Leistungsaufnahme eines Gerätes aufschlußreich für die Fehlersuche sein kann, wurde eine besondere Watt-Skala gezeichnet. Sie liegt oberhalb der Volt-Skala und ist von 20 W zu 20 W unterteilt. Analog zum Strommeßbereich liegt der Skalenendwert bei 220 W.

In Schaltstellung 3 können an den entsprechenden Buchsen folgende Gleich- und Wechselspannungen gemessen werden:

Bu 3 bis 30 V
Bu 4 bis 300 V
Bu 5 bis 600 V

Die Skalenwerte sind der schon vorhandenen Volt-Skala angepaßt. Der niedrigste Bereich ist vorzugsweise für Heizspannung gedacht, der mittlere Bereich erfaßt die üblichen Be-

In Schaltstellung 2 erfolgt die Durchgangsprüfung hoch- und niederohmiger Bauteile. Dazu liefert Tr_3 eine Spannung von etwa 12 V, die an M etwa 90% des Vollausschlags hervorruft. Beim Nachbau kann man auf Tr_3 verzichten, wenn man Tr_1 bei X so anzapft, daß man die nötige Spannung erhält. Ein getrennter Trafo ist insofern günstig, als dann das Spannungspotential nicht mit dem der Sekundärspannung von Tr_1 gekoppelt ist. Beim Mustergerät wurde die Spannung von 12 V an Bu_8 nach außen geführt und steht für die verschiedensten Zwecke zur Verfügung. Der Verfasser verwendet sie u. a. zur Speisung einer kleinen Handlampe, mit der bei Reparaturarbeiten die betreffenden Stellen des schadhaften Geräts beleuchtet werden können.

An Bu_6 können Widerstände bis etwa 100 kΩ gemessen werden. Größere Widerstände können in Schaltstellung 1 an Bu_7 untersucht werden. Als Meßspannung wird dazu die Sekundärspannung von Tr_1 verwendet. Der Meßbereich schließt an den von Stellung 2 an und reicht bis etwa 5 MΩ. Damit können alle üblichen Widerstandswerte erfaßt werden.

Beim Nachbau ist zu beachten, daß die erwähnten Meßspannungen von 12 V bzw. 220 V dem verwendeten Instrumententyp angepaßt sind. Moderne Instrumente sind im allgemeinen empfindlicher als das verwendete Meßgerät älterer Bauart, so daß die Meßspannungen niedriger zu wählen sind. Als

Nach dem gleichen Verfahren kann auch die Kapazität von Kondensatoren gemessen werden. Bild 2 zeigt die Kurven III und IV für die beiden Kondensatormeßbereiche. Nach $R = 1/(\omega \cdot C)$ und $R = U/I$ gilt $1/(\omega \cdot C) = U/I$. Aufgelöst nach C erhält man $C = I/(\omega \cdot U)$. Da ω und U konstant sind, erhält man $C = 1/k_1 \cdot I$ und damit die Gleichung einer Geraden.

Bei Kapazitätswerten über 0,5 μF ist der Wechselstromwiderstand so niedrig, daß der Kondensator für die Meßspannung fast einen Kurzschluß bedeutet. Daher ist das letzte Stück der Kurve IV für die Messung von Kapazitäten kaum brauchbar. Man kann also insgesamt einen Bereich von etwa 500 pF bis 0,5 μF erfassen.

Für die Größe der Meßspannungen und die Wahl der Meßbereiche gilt sinngemäß das bei der Widerstandsmessung Gesagte.

In der Praxis wird man folgendes beachten: Ein zu prüfender Widerstand kann sofort an die betreffenden Buchsen gelegt werden, da er entweder den vorgeschriebenen oder höheren Widerstand aufweisen wird. Bei Kondensatoren ist aber unbedingt zuerst die Messung an Bu_6 auszuführen, da der Kondensator einen Schluß haben kann. Bei schadhaftem Kondensator könnten an Bu_7 wegen der höheren Meßspannung der Meßgleichrichter oder das Instrument Schaden nehmen.

Die grafischen Darstellungen nach Bild 2 sind

Fortsetzung auf Seite 160

Netzgleichrichter, Transformatorberechnung

S. GOEDICKE

Eine Leserzuschrift, die sich auf den in radio und fernsehen 10 (1962) S. 324 und 325 erschienenen Beitrag „Transformatorenberechnung — ganz einfach" bezog, gibt uns Veranlassung, noch einmal auf dieses Thema zurückzukommen. Zur Kontrolle der Transformatorenberechnung wurde mit den im erwähnten Beitrag angegebenen Werten ein Netzgerät aufgebaut. Bei Dauerbelastung trat eine Übertemperatur von 75 °C auf. Diese liegt weit über den zulässigen Grenzen, da für einen einfachen Transformator mit üblicher Isolation und ohne Tränkung maximal 45 °C zulässig sind.
Dieser Versuch war für uns deshalb so interessant, da die im Heft 10 angegebenen Werte weit verbreitet sind. Es zeigte sich aber, daß diese in der Industrie, die unbedingt mit einer entsprechenden Sicherheit rechnen muß, nicht benutzt werden können.

Die Annahme, daß ein Transformator mit dem 1,2fachen Gleichstrom bei der Einwegschaltung und dem 0,65fachen Gleichstrom bei der Doppelwegschaltung je Weg belastet wird, ist falsch.
Die Erwärmung des Transformators entsteht durch die Eisen- und Kupferverluste und ist vom effektiven Belastungsstrom abhängig.
Da bei der Einwegschaltung nur eine halbe Periode zur Gleichrichtung ausgenutzt wird, und der Gleichstrom für die ganze Periode aufgebracht werden muß, ist es erklärlich, daß der effektive Wechselstrom mindestens den 2fachen Wert betragen muß. Es müssen also die auftretenden Stromspitzen, die durch die kapazitive Belastung des Gleichrichters entstehen, in die Rechnung einbezogen werden. Die am Kondensator stehende Spannung wirkt der Transformatorspannung entgegen.

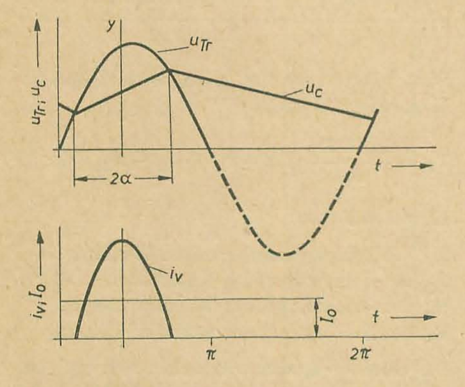


Bild 1: Strom- und Spannungsverlauf in der Einwegschaltung

Es fließt also nur ein Ventilstrom, wenn die Transformatorspannung größer als die am Kondensator stehende Spannung ist. Die Aufladedauer des Kondensators erstreckt sich über den Stromflußwinkel 2α. Die integrierte Ventilstromfläche muß die Fläche für den Gleichstrom $I_0 \cdot 2\pi$ der Einwegschaltung und $I_0 \cdot \pi$ für die Ausnützung beider Halbwellen zur Gleichrichtung aufbringen.
Es ist also erklärlich, daß dabei Ventilspitzenströme fließen, die bei der Einwegschaltung den 6 ··· 7fachen und bei der Zweiwegschaltung den 3 ··· 4fachen Wert des Gleichstromes betragen können. Diese Tatsache ist besonders bei der Anwendung von Germanium- und Siliziumflächengleichrichtern zu beachten, da diese Halbleiter durch derartige Spitzenströme zerstört werden können.
Setzt man die y-Achse des Koordinatensystems $i = f(\omega t)$ direkt in die Mitte des Scheitelstromes (Bild 1), dann läßt sich die Stromkurve angenähert nach einer Kosinusfunktion beschreiben.

$$i_v = \mathfrak{J}_v \cos \cdot \frac{180°}{2\alpha} \cdot \omega t$$

Der Mittelwert des Sekundärstromes für die Einwegschaltung ergibt sich, wenn für $180°/2\alpha = m$ gesetzt wird, aus

$$I_0 \cdot 2\pi = \int_{-\alpha}^{+\alpha} \mathfrak{J}_v \cos(m\,\omega t)\, d(\omega t)$$

$$I_0 \cdot 2\pi = \mathfrak{J}_v \left[\frac{\sin mx}{m}\right]_{-\alpha}^{+\alpha}$$

$$= \frac{\mathfrak{J}_v}{m}\left[\sin m\alpha - \sin m(-\alpha)\right]$$

Wird für $m = 180°/2\alpha$ gesetzt und die Gleichung nach $\mathfrak{J}_v$ umgestellt, so ergibt sich der maximale Ventilspitzenstrom.

$$\mathfrak{J}_v = I_0 \cdot \pi \cdot \frac{180°}{2\alpha} \qquad (1)$$

Die Wahl des Gleichrichters ist von diesem Ventilstrom und der maximalen Sperrspannung abhängig. Die Sperrspannung beträgt bei der Einwegschaltung

$$U_{sp} = 2 \cdot \mathfrak{U}_{eff} \cdot \sqrt{2}$$

Der Strom, der für die Berechnung des Transformators entscheidend ist, ist der effektive Ventilstrom.

$$\mathfrak{J}_{eff}^2 \cdot 2\pi = \int_{-\alpha}^{+\alpha} \mathfrak{J}_v^2 \cos^2\left(\frac{180°}{2\alpha}\,\omega t\right) d(\omega t)$$

Für $180°/2\alpha$ wird wieder m gesetzt und für

$$m\,\omega t = Z$$

$$m\, d(\omega t) = dZ$$

$$d(\omega t) = \frac{dZ}{m}$$

$$\mathfrak{J}_{eff}^2 \cdot 2\pi = \mathfrak{J}_v^2 \frac{1}{m} \int_{-\alpha}^{+\alpha} \cos^2 Z\, dZ$$

$$= \mathfrak{J}_v^2 \frac{1}{m}\left[\frac{1}{4}\sin 2Z + \frac{1}{2}Z\right]_{-\alpha}^{+\alpha}$$

Setzt man die Grenzen $-\alpha$ und $+\alpha$ ein und für $m = 180°/2\alpha$, so ergibt sich der effektive Ventilstrom zu

$$\mathfrak{J}_{eff} = \mathfrak{J}_v \sqrt{\frac{\alpha}{2\pi}}$$

Für $\mathfrak{J}_v$ setzen wir Gleichung (1) ein und erhalten den effektiven Ventilstrom in Abhängigkeit vom Gleichstrom und dem Stromflußwinkel 2α.

$$\mathfrak{J}_{eff} = I_0 \cdot \frac{\pi}{2} \cdot \sqrt{\frac{180°}{2\alpha}} \qquad (2)$$

In der Zweiwegschaltung teilt sich der Strom in zwei Wege und wir erhalten aus den Gleichungen (1) und (2):

$$\mathfrak{J}_v = I_0 \cdot \pi \cdot \frac{180°}{4\alpha} \qquad (3)$$

$$\mathfrak{J}_{eff} = I_0 \cdot \frac{\pi}{4} \cdot \sqrt{\frac{180°}{2\alpha}} \qquad (4)$$

Für die Graetzschaltung ergeben sich folgende Gleichungen:

$$I_0 \cdot \pi = \int_{-\alpha}^{+\alpha} \mathfrak{J}_v \cos\left(\frac{180°}{2\alpha}\,\omega t\right) d(\omega t)$$

$$\mathfrak{J}_v = I_0 \cdot \pi \cdot \frac{180°}{4\alpha} \qquad (5)$$

und für den Effektivstrom

$$\mathfrak{J}_{eff}^2 \cdot \pi = \int_{-\alpha}^{+\alpha} \mathfrak{J}_v^2 \cos^2\left(\frac{180°}{2\alpha}\,\omega t\right) d(\omega t)$$

Das Integral ausgerechnet und für $\mathfrak{J}_v$ Gleichung (5) eingesetzt, ergibt den effektiven Wechselstrom in der Sekundärwicklung.

$$\mathfrak{J}_{eff} = \frac{I_0 \cdot \pi}{\sqrt{8}} \cdot \sqrt{\frac{180°}{2\alpha}} \qquad (6)$$

In den meisten Fällen bewegt sich in der Praxis der Stromflußwinkel 2α in den Größenordnungen 80° ··· 100°. Das entspricht bei der Einwegschaltung einem Widerstandsverhältnis $R_a/R_i = 10{,}2 \cdots 23{,}2$ und bei Ausnutzung beider Halbwellen zur Gleichrichtung $R_a/R_i = 5{,}1 \cdots 11{,}6$. Diese Verhältnisse errechnen sich aus der Gleichung (7).

$$\frac{R_a}{R_i} = \frac{\pi}{n(\tan\alpha - \alpha)} \qquad (7)$$

(Bei Einweg ist n = 1 und bei Graetz bzw. Zweiweg n = 2 zu setzen.)

Tabelle 1

Kernblech		M 42	M 55	M 65	M 74	M 85a	M 102a	EI 106b	EI 130a	EI 130b	EI 150A	EI 150b	EI 150c
Typenleistung in W	N_T	5	12	25	50	70	120	140	230	280	350	420	480
max. Stromdichte	40 °C	4,8	3,7	3,1	2,7	2,4	2,1	2,0	1,7	1,5	1,45	1,4	1,2
in A/mm²	60 °C	6,0	4,8	4,0	3,5	3,2	3,0	2,4	2,2	2,1	1,8	1,7	1,6
Windungszahl/Spannung (für Dyn.Bl. IV 0,35 mm) in Wdg/V	12000 · 10⁻⁴ Wb/m² (12000 G)	22,1	11,8	7,24	5,37	4,18	3,26	2,96	3,22	2,49	2,46	1,96	1,63
eef. Eisenquerschnitt in cm²	F_{eff}	1,7	3,2	5,2	7,0	9,0	11,5	12,7	11,7	15,1	15,3	19,2	23,1
Wickelraum in mm	WR	26×7	33×8,5	38×10	44×12	8×11,5	61×13	48×20,5	64×26	64×26	72×30	72×30	72×30
Pakethöhe in cm	b	1,5	2,7	2,7	3,2	3,5	3,5	4,5	3,5	4,5	4,0	5,0	6,0
mittlere Windungslänge in cm	lm	8,4	11,0	13,6	15,7	6,7	19,4	22,9	26,5	28,5	31,4	33,4	35,4

Für einen Stromflußwinkel $2\alpha = 90°$ lassen sich dann Konstanten bestimmen, mit denen eine angenäherte Transformatorberechnung durchgeführt werden kann.

Einweg: $\mathfrak{I}_{eff} = 2{,}22 \cdot I_0$

Zweiweg: $\mathfrak{I}_{eff} = 1{,}11 \cdot I_0$ je Weg

Graetz: $\mathfrak{I}_{eff} = 1{,}57 \cdot I_0$

Mit den hier angegebenen sekundären Strömen läßt sich dann, wenn die Eisenverluste mit 20% geschätzt werden, der angenäherte Primärstrom bestimmen.

$$\mathfrak{I}_{pr} = 1{,}2 \cdot \mathfrak{I}_{sek} \cdot \frac{\mathfrak{U}_{sek}}{\mathfrak{U}_{pr}} \quad (8)$$

Für die Einwegschaltung wird dann:

$$\mathfrak{I}_{pr} = 2{,}68 \cdot I_0 \cdot \frac{\mathfrak{U}_{sek}}{\mathfrak{U}_{pr}} \quad (9)$$

Der Primärstrom für die Zweiwegschaltung ergibt sich aus der quadratischen Addition der Effektivwerte beider Wicklungen unter Berücksichtigung der Eisenverluste zu:

$$\mathfrak{I}_{pr} = 1{,}2\sqrt{2 \cdot 1{,}11^2 \cdot I_0^2} \cdot \frac{\mathfrak{U}_{sek}}{\mathfrak{U}_{pr}}$$

$$\mathfrak{I}_{pr} = 1{,}9 \cdot I_0 \cdot \frac{\mathfrak{U}_{sek}}{\mathfrak{U}_{pr}} \quad (10)$$

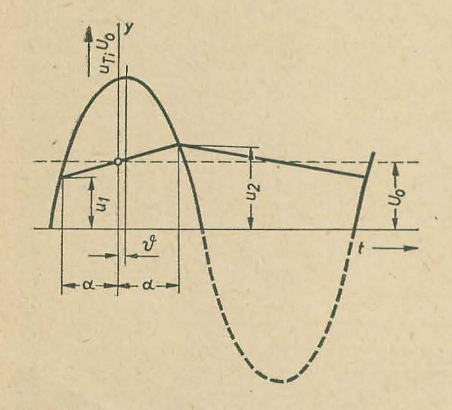


Bild 2: Spannungsverlauf der Einwegschaltung mit eingezeichnetem Unsymmetriewinkel ϑ

Für die Graetzschaltung wird der Primärstrom:

$$\mathfrak{I}_{pr} = 1{,}57 \cdot 1{,}2 \cdot I_0 \cdot \frac{\mathfrak{U}_{sek}}{\mathfrak{U}_{pr}}$$

$$\mathfrak{I}_{pr} = 1{,}9 \cdot I_0 \cdot \frac{\mathfrak{U}_{sek}}{\mathfrak{U}_{pr}} \quad (11)$$

Um die aufgenommene Leistung des Transformators bestimmen zu können, muß noch die effektive Spannung bekannt sein. Das Verhältnis Wechselspannung zu Gleichspannung läßt sich wie folgt bestimmen:
Der Scheitelwert der anliegenden Wechselspannung ist um den Unsymmetriewinkel ϑ gegen den Ursprung des Koordinatensystems verschoben (Bild 2). Es wird also:

$$u_T = \mathfrak{U}_T \cos(\omega t - \vartheta)$$

Die Augenblickswerte u_1 und u_2 lassen sich wie folgt berechnen:

$$u_1 = \mathfrak{U}_T \cos(\alpha + \vartheta);\; u_2 = \mathfrak{U}_T \cos(\alpha - \vartheta)$$

Daraus folgt die mittlere Gleichspannung

$$U_0 = \frac{u_1 + u_2}{2} = \frac{\mathfrak{U}_T}{2}\left[\cos(\alpha + \vartheta) + \cos(\alpha - \vartheta)\right]$$

$$U_0 = \mathfrak{U}_T \cos\alpha \cdot \cos\vartheta$$

Da in der Praxis meist größere Ladekapazitäten bevorzugt werden, ergibt sich ein kleiner Unsymmetriewinkel, der vernachlässigt werden kann.
Für einen Stromflußwinkel von $2\alpha = 90°$ ergibt sich dann

$$U_0 = \mathfrak{U}_{eff} \quad (12)$$

Mit den Gleichungen (12), (9), (10) und (11) läßt sich jetzt die Leistung bzw. die Trafogröße wählen.

Für Einweg wird: $N_{Te} = 2{,}68 \cdot N_0$ (13)

Für Zweiweg wird: $N_{Tz} = 1{,}9 \cdot N_0$ (14)

Für Graetz wird: $N_{Tgr} = 1{,}9 \cdot N_0$ (15)

Die nächste Aufgabe besteht darin, den Transformator isolationsmäßig nach VDE 0550 auszulegen. Für Netzanschlußtransformatoren in Rundfunk- und Fernsehgeräten, die in trockenen und ähnlichen Räumen verwendet werden, gilt nachfolgende Aufstellung.
Mit den Angaben läßt sich ein Transformator, wenn der Stromflußwinkel mit $2\alpha = 90°$ angesetzt wird, einfach berechnen. Auf alle Fälle ist es jedoch ratsam, mit dem ersten Muster einen Temperaturversuch zu machen.
VDE 0550 gibt dazu folgende Übertemperaturen an:
für Isolierstoffe, Ölleinen, Lackpapier und der Transformator in ungetränktem Zustand $T_ü = 45$ °C; wird der Transformator getränkt, dann ist eine Übertemperatur von $T_ü = 60$ °C zugelassen.

Spannungsbeanspruchung der Isolation in V	Prüfspannung in kV	Isolation Ölleinen Lagen × Dicke in mm
≦ 42	0,5	2×0,06
42 ··· 300	1,5	2×0,1
300 ··· 500	2,0	3×0,1
500 ··· 750	2,5	4×0,1
Lagenspannung U_l in V	**Lagenisolation**	
≦ 15	1×Lp nach jeder 5. Lage	
15 ··· 25	1×Lp nach jeder 3. Lage	
über 25	1×Lp nach jeder Lage	
über 75	2×Lp nach jeder Lage	
Drahtdurchmesser in mm	**Lackpapierdicke in mm**	
bis 0,2	1×Lp 0,03	
0,21 ··· 1,0	1×Lp 0,06	
1,1 ··· 1,7	1×Lp 0,1	
über 1,7	1×Lp 0,2	

Die Übertemperatur wird nach folgender Gleichung bestimmt:

$$T_ü = \frac{R_w - R_k}{R_k}(235 + \vartheta_k) + \vartheta_k - \vartheta_{kü} \quad \text{in °C}$$

Hierin bedeuten:

ϑ_k die Temperatur der kalten Wicklung
$\vartheta_{kü}$ die Temperatur des Kühlmittels in °C
R_k den Widerstand der Wicklung bei ϑ_k
R_w den Widerstand der warmen Wicklung

Die Übertemperaturen beziehen sich auf eine umgebende Lufttemperatur von 40 °C.

Beispiel:

Für einen Empfänger werden 250 V Anodenspannung (130 mA) und 12,6 V Heizspannung (2,6 A) benötigt. Die Gleichrichtung erfolgt mit Siliziumdioden in Graetzschaltung. Der Ladekondensator beträgt 100 μF.

Wahl des Transformators

$$N_{Tr} = N_{Tgr} + N_h \cdot 1{,}2$$
$$= 1{,}9 \cdot 250\,\text{V} \cdot 0{,}13\,\text{A}$$
$$+ 12{,}6\,\text{V} \cdot 2{,}6\,\text{A} \cdot 1{,}2 \approx 100\,\text{W}$$

Gewählt wird nach Tabelle 1 ein Transformator vom Typ M 102a. Weiter ergeben sich nach Tabelle 1 3,26 Wdg/V.

$$W_1 = 220\,\text{V} \cdot 3{,}26 = 715\,\text{Wdg}$$
$$W_2 = 250\,\text{V} \cdot 3{,}26 = 815\,\text{Wdg}$$
$$W_3 = 12{,}6 \cdot 3{,}26 = 41\,\text{Wdg}$$

Für eine Übertemperatur von 40 °C beträgt die Stromdichte 2,1 A/mm² (Tabelle 1).
Der Primärstrom ist

$$\mathfrak{J}_{pr} = \frac{100\,W}{220\,V} = 0{,}455\,A$$

und daraus der Drahtquerschnitt der Primärwicklung

$$F_1 = \frac{0{,}455\,A \cdot mm^2}{2{,}1\,A} = 0{,}217\,mm^2 \triangleq d_1 = 0{,}50\,\varnothing$$

Analog die Drahtquerschnitte für die Sekundärwicklungen:

$$F_2 = \frac{0{,}13\,A \cdot 1{,}57 \cdot mm^2}{2{,}1\,A}$$

$$= 0{,}0972\,mm^2 \triangleq d_2 = 0{,}35\,\varnothing$$

$$F_3 = \frac{2{,}6\,A \cdot mm^2}{2{,}1\,A} = 1{,}24\,mm^2 \triangleq d_3 = 1{,}20\,\varnothing$$

Der Transformator muß für eine Prüfspannung von 2 kV ausgelegt werden, da die Spannung, mit der die Isolation belastet wird, 220 V + 250 V = 470 V beträgt. Es ergibt sich folgende Wickelanordnung:

Windungen	Lagen	Rechenwert in mm
3	3×0,1	4×0,1 = 0,40
715	7×0,5∅	7×0,55 = 3,85
je 1× Lackpapier	7×0,06	14×0,06 = 0,84
3	3×0,1	4×0,1 = 0,40
815	6×0,35∅	6×0,39 = 2,34
je 1× Lackpapier	6×0,06	12×0,06 = 0,72
3	3×0,1	4×0,1 = 0,40
41	1×1,2∅	1×1,3 = 1,30
3	3×0,1	4×0,1 = 0,40
		Wickelhöhe = 10,65 mm

Stromflußwinkel 2α im Bereich 80° bis 100°

Der Innenwiderstand der Siliziumdioden ist so klein, daß er in der Rechnung des gesamten Innenwiderstandes vernachlässigt werden kann.

$$R_i = R_{sek\,2} + R_{pr} \cdot ü^2$$

$$R_{sek\,2} = \frac{\varrho \cdot lm\,W_2}{F_2} = \frac{0{,}0175 \cdot 0{,}228 \cdot 815}{0{,}097} = 34\,\Omega$$

$$R_{pr} = \frac{0{,}0175 \cdot 0{,}228 \cdot 715}{0{,}196} = 14\,\Omega$$

$$R_i = 34\,\Omega + 1{,}29 \cdot 14\,\Omega \approx 53\,\Omega$$

$$R_a = \frac{250\,V}{0{,}13\,A} = 1920\,\Omega$$

Bei einem Stromflußwinkel von $2\alpha = 90°$ muß sich ein Widerstandsverhältnis von $R_a/R_i = 7{,}6$ ergeben. Das ist aber in diesem Beispiel nicht der Fall. Stimmt das Verhältnis R_a/R_i nicht, dann muß zur Begrenzung des Spitzenstromes ein Spratzwiderstand eingebaut werden. Dieser wird:

$$R_s = \frac{R_a}{7{,}6} - R_i = \frac{1920}{7{,}6} - 53 \approx 200\,\Omega$$

Durch diesen Widerstand kann eine Gefährdung der Dioden nicht eintreten.

Literatur

[1] R. Kühn: Die Bemessung von Netzgleichrichtertransformatoren; Elektronische Rundschau 9 (1955) S. 332 u. 334

[2] O. Limann: Die Berechnung von Drosseln, Netztransformatoren und NF-Übertragern; Funkschau 1 (1958) S. 5 bis 8

[3] Beilage zur Zeitschrift Elektrie: Für den Erfahrungsaustausch der Techniker und Meister in der volkseigenen Elektroindustrie Juni 1961

Ein Universalfernsehservicegerät in Bausteinweise VI

NORBERT PUDOLLEK

Bauanleitung für den Netzteilbaustein mit URC-Meßteil Teil 2 und Schluß

Mechanischer Aufbau

Der Netzteilbaustein bildet im Universalfernsehservicegerät das Gegenstück zum Oszillografenbaustein. Er hat die gleichen Abmessungen. Der Netzteilbaustein ist mit den schweren Bauelementen wie Netztransformator und Siebdrossel aufgebaut und sollte deshalb entsprechend stabil ausgeführt werden. Im Bild 8 sind die Maße für die einzelnen Blechteile enthalten. Der Baustein besteht aus einem abgewinkelten Blechmantel und einer dazugehörigen Frontplatte. Der Netztransformator ist so befestigt, daß er dem Baustein eine gute Stabilität verleiht. Die Oberseite des als Chassis dienenden Blechmantels enthält Bohrungen für die Gleichrichter- und Multivibratorröhre sowie für die Elektrolytkondensatoren $C_{2/3}$ und $C_{8/17}$. Die Siebdrossel ist ebenfalls auf der Oberseite befestigt.
Durch den verhältnismäßig großen Netztransformator steht für die Unterbringung der vielen Bauelemente nicht allzuviel Platz zur Verfügung. Deshalb mußte dieser Baustein in zwei Stufen aufgebaut werden. Den einen Teil bilden die Bedienungsorgane an der Frontplatte mit den dazugehörigen Schaltelementen, während der Stromversorgungsteil innerhalb des Chassis den zweiten Bauteil bildet. Erst wenn beide Teile vollständig verdrahtet und erprobt sind, werden sie zusammengesetzt. Die Seitenansichten in den Bildern 9 und 14 lassen die Anordnung der Bauteile im Chassis erkennen. Die Spannungsteiler und Phasenschieber für die Hilfsspannungen des Wobblers sind direkt an die freien Anschlußpunkte des Netztransformators gelötet, ebenso der Hochspannungsgleichrichter. Die Halterung für die Netzsicherung ist an der Siebdrossel befestigt.
Sämtliche Durchführungsstützpunkte für die verschiedenen Spannungsausgänge sind an der

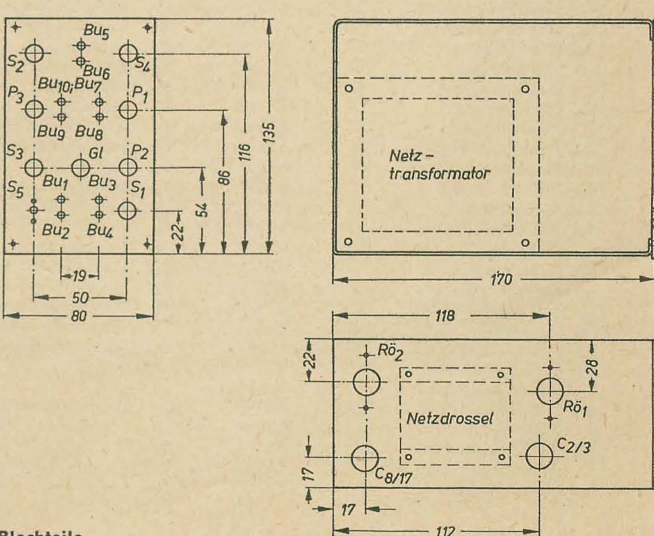


Bild 8: Abmessungen der Blechteile

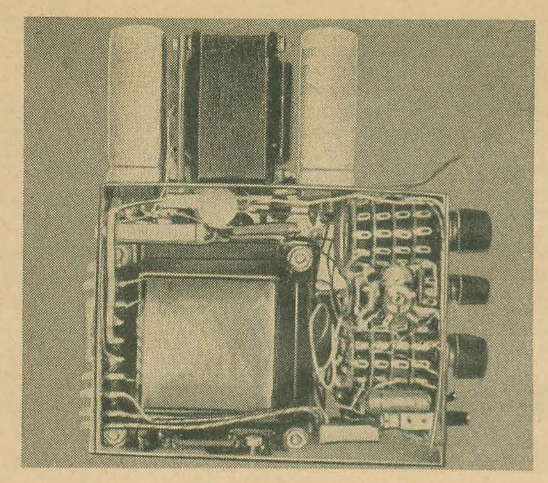


Bild 9 (links): Seitenansicht des Netzteilbausteines

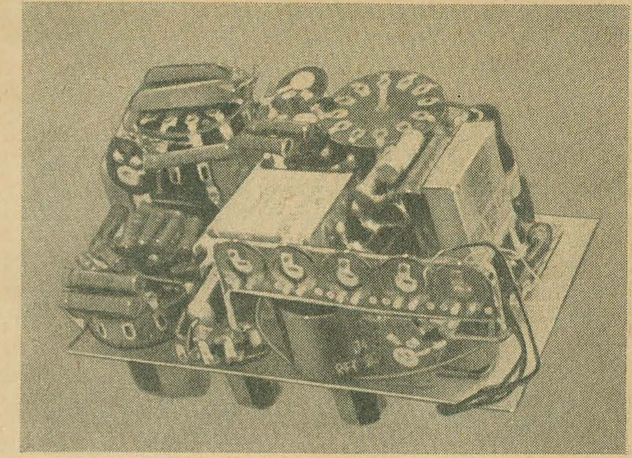
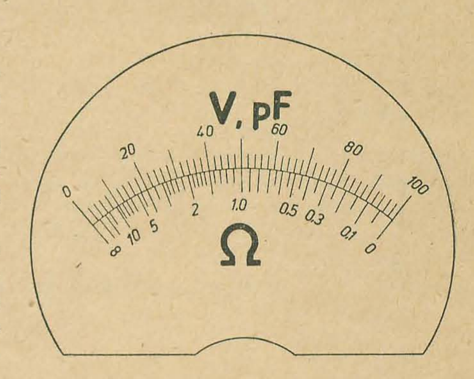


Bild 10 (rechts): Fertig verdrahtetes Meßteil

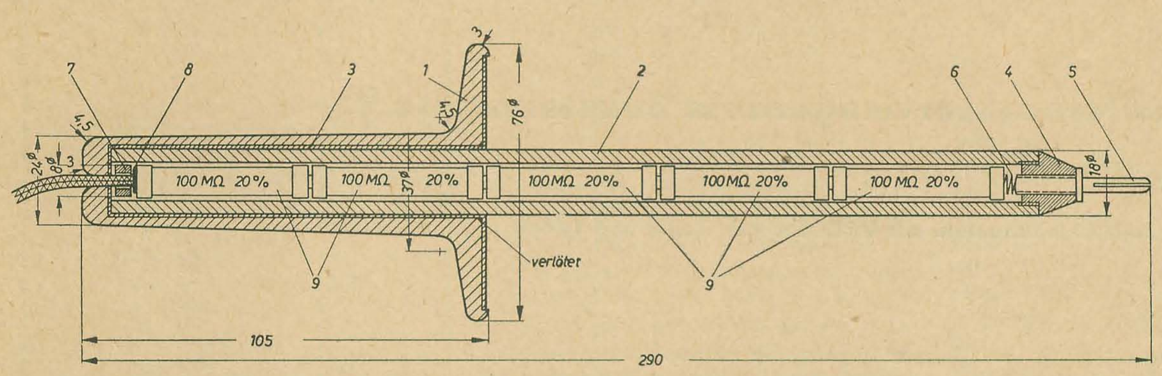
Rückseite des Bausteines angeordnet. Die Wickeldaten für den Netztransformator sind in der Tabelle 1 zusammengefaßt.

Bild 10 zeigt den fertig verdrahteten Meßteil. Hier wurden die Schaltelemente weitgehend an die Anschlüsse der Schalter und Potentiometer gelötet. Die Verdrahtung dieser Baustufe ist besonders stabil auszuführen, damit trotz der engen Bauweise eine hohe Betriebssicherheit gewährleistet wird. Die Regelwiderstände R_{31} bis R_{35} für den Abgleich der Multivibratorfrequenzen sind seitlich angeordnet und an einem stabilen Kupferdrahtbügel festgelötet. Die Vorwiderstände für den Spannungsmesser befinden sich am Meßbereichsumschalter S_4, die Normalkondensatoren an S_3. Für das Meßteil werden nur wenige Anschlußleitungen zum Stromversorgungsteil benötigt. Diese sollten etwas länger gelassen werden, damit auch bei abgebautem Meßteil ein Betrieb des Bausteines möglich ist.

Das Drehspulmeßwerk ist an der Frontplatte des Universalfernsehservicegerätes verschraubt. Die Skala des Mikroamperemeters ist neu zu zeichnen und gegebenenfalls als fototechnische Reproduktion anzufertigen.



▲ Bild 11: Skala für das Meßinstrument



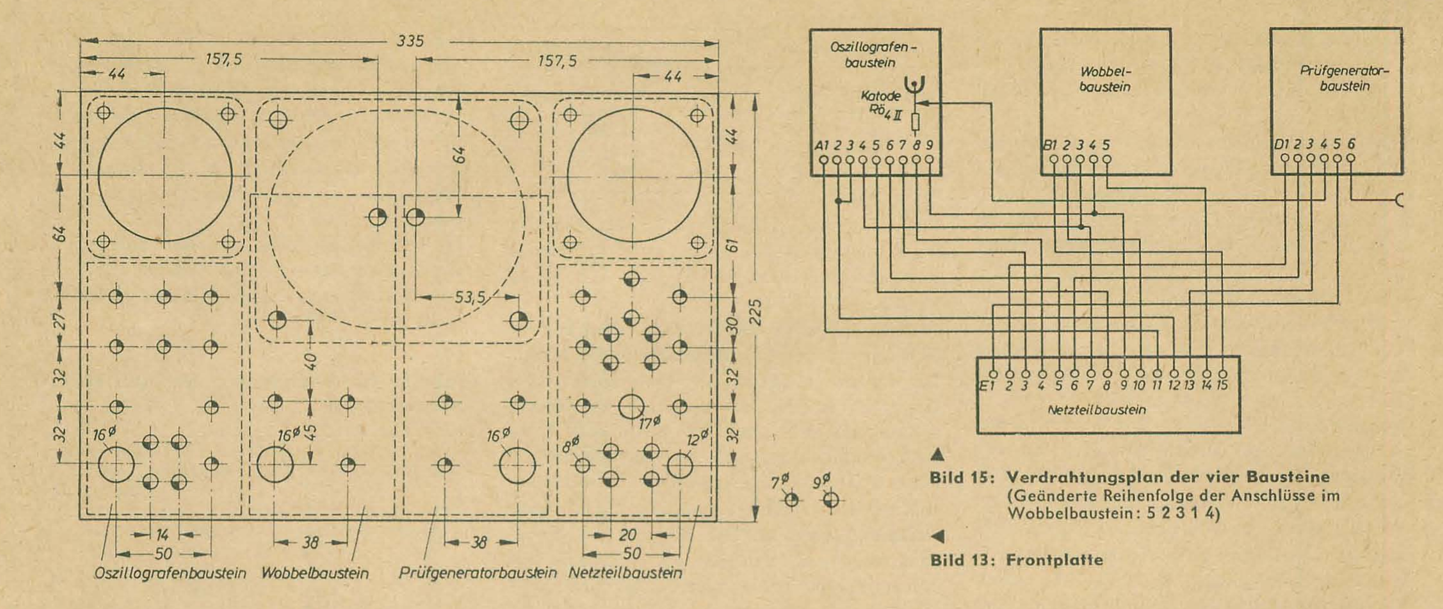
◀ Bild 12: Schnitt durch den Hochspannungstastkopf

Zusammenstellung der verwendeten elektrischen Einzelteile

R_1	Schichtwiderstand	100 kΩ	0,25 W
R_2	Schichtwiderstand	50 Ω	0,25 W
R_3	Schichtwiderstand	50 Ω	0,25 W
R_4	Schichtwiderstand	150 kΩ	0,5 W
R_5	Einstellregler	50 kΩ	0,1 W
R_6	Einstellregler	100 kΩ	0,1 W
R_7	Schichtwiderstand	5 kΩ	0,25 W
R_8	Drahtwiderstand	5 kΩ	4 W
R_9	Einstellregler	100 kΩ	0,1 W
R_{10}	Schichtwiderstand	197,5 kΩ	0,25 W
R_{11}	Schichtwiderstand	5 kΩ	0,25 W
R_{12}	Schichtwiderstand	3 kΩ	0,25 W
R_{13}	Einstellregler	10 kΩ	0,1 W
R_{14}	Schichtwiderstand	3 kΩ	0,1 W
R_{15}	Schichtwiderstand	1,5 kΩ	0,25 W
R_{16}	Schichtwiderstand	3 Ω	0,25 W
R_{17}	Schichtwiderstand	30 Ω	0,25 W
R_{18}	Schichtwiderstand	300 Ω	0,25 W
R_{19}	Schichtwiderstand	7,5 kΩ	0,25 W
R_{20}	Schichtwiderstand	3 kΩ	1 W
R_{21}	Schichtwiderstand	97,5 kΩ	0,25 W
R_{22}	Schichtwiderstand	10 kΩ	3 W
R_{23}	Schichtwiderstand	997,5 kΩ	0,25 W
R_{24}	Schichtwiderstand	16,5 kΩ	0,25 W
R_{25}	Schichtwiderstand	180 kΩ	0,25 W
R_{26}	Schichtwiderstand	1,8 MΩ	0,5 W
R_{27}	Schichtwiderstand	3 MΩ	0,5 W

R_{28}	Schichtwiderstand	5 MΩ	0,5 W
R_{29}	Schichtwiderstand	10 MΩ	0,5 W
R_{30}	Schichtwiderstand	10 MΩ	0,5 W
R_{31}	Einstellregler	50 kΩ	0,1 W
R_{32}	Einstellregler	50 kΩ	0,1 W
R_{33}	Einstellregler	100 kΩ	0,1 W
R_{34}	Einstellregler	100 kΩ	0,1 W
R_{35}	Einstellregler	100 kΩ	0,1 W
R_{36}	Schichtwiderstand	30 kΩ	1 W
R_{37}	Schichtwiderstand	150 Ω	0,25 W
R_{28}	Einstellregler	50 Ω	0,1 W
R_{39}	Schichtwiderstand	50 Ω	0,1 W
R_{40}	Schichtwiderstand	100 Ω	0,25 W
R_{41}	Einstellregler	2,5 kΩ	0,1 W
R_{42}	Einstellregler	250 Ω	0,1 W
R_{43}	Schichtwiderstand	6 kΩ	0,25 W
R_{44}	Schichtwiderstand	5 MΩ	0,5 W
P_1	Schichtpotentiometer	10 kΩ	0,2 W
P_2	Drahtpotentiometer	5 kΩ lin.	6 W
P_3	Schichtpotentiometer	1 kΩ lin.	0,2 W
		(mit gekuppeltem Schalter)	
Gr_1	Pillengleichrichter	750 V	0,05 mA
Gr_2, Gr_3	Selengleichrichter	15 V	0,1 A
Gr_4, Gr_5	Germaniumdiode OA 705		
S_1	Kippschalter einpolig		
S_2	Stufenschalter 3 × 7 Kontakte		

S_3	Stufenschalter 4 × 10 Kontakte		
S_4	Stufenschalter 1 × 8 Kontakte		
C_1	Papierkondensator	0,5 μF	750 V
$C_{2/3}$	Elektrolytkondensator	2 × 50 μF	350/385 V
C_4	Papierkondensator	0,1 μF	63 V
C_5	Papierkondensator	0,5 μF	63 V
C_6	Papierkondensator	0,5 μF	63 V
C_7	Papierkondensator	0,5 μF	63 V
$C_8/_{17}$	Elektrolytkondensator	2 × 50 μF	350/385 V
C_9	Elektrolytkondensator	50 μF	30/35 V
C_{10}	Elektrolytkondensator	100 μF	30/35 V
C_{11}	Elektrolytkondensator	100 μF	30/35 V
C_{12}	Keramikkondensator	100 pF	250 V
C_{13}	Sikatropkondensator	1 nF	250 V
C_{14}	Sikatropkondensator	10 nF	250 V
C_{15}	Sikatropkondensator	0,1 μF	250 V
C_{16}	MP-Kondensator	0,5 μF	250 V
C_{18}	Trimmerkondensator	20 ··· 100 pF	
C_{19}	Sikatropkondensator	1 nF	125 V 1%
C_{20}	Sikatropkondensator	10 nF	125 V 1%
C_{21}	Sikatropkondensator	0,1 μF	125 V 1%
C_{22}	MP-Kondensator	1 μF	125 V 1%
C_{23}	Papierkondensator	10 nF	63 V
$Rö_1$	ECC 82		
$Rö_2$	EZ 81		



▲ **Bild 15: Verdrahtungsplan der vier Bausteine** (Geänderte Reihenfolge der Anschlüsse im Wobbelbaustein: 5 2 3 1 4)

◄ **Bild 13: Frontplatte**

Es erwies sich als zweckmäßig, die Skala für Spannungs- und Kapazitätsmessungen mit einer Hunderterteilung zu versehen. Die Werte für die Widerstandsskala sind rechnerisch einfacher zu ermitteln, da für eine direkte Eichung eine große Anzahl von Präzisionswiderständen benötigt wird. Für die Widerstandswerte können mit der nachstehenden Gleichung die Stromwerte in μA berechnet werden:

$$I = \frac{50\,(R_v + R_i)}{(R_v + R_i + R_x)}$$

Hierin ist wieder R_v der Vorwiderstand, R_i der Drehspulwiderstand und R_x der in die Skala einzuzeichnende Widerstandswert. Es ergibt sich somit eine wie im Bild 11 gezeigte Widerstandsskala.

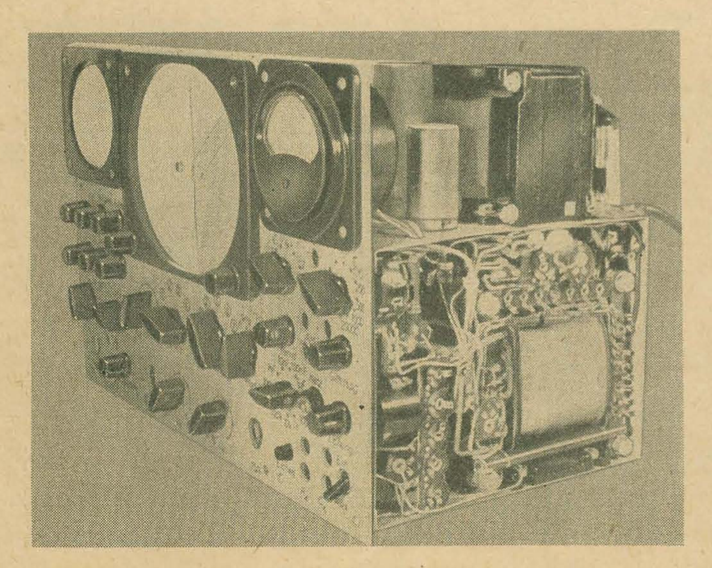
Der Aufbau des Hochspannungstastkopfes geht aus Bild 12 hervor. Er ist mit fünf Schichtwiderständen von je 100 MΩ 2 W aufgebaut. Der Griff (Teil 1) ist aus Piacryl gefertigt und garantiert in Verbindung mit der Messingabschirmung (Teil 3) eine ausreichende Isolation gegen die Hochspannung. Teil 3 ist ein Messingrohr von etwa 1 mm Wandstärke, das mit einer kreisrunden Messingplatte von 70 mm ∅ verlötet ist. Die Abschirmung ist sehr wichtig zur Vermeidung von Spannungsüberschlägen. Sie wird mit drei Senkschrauben an der Stirnfläche des Griffes verschraubt (siehe Bild 3). Als Schutzhülle für die Widerstände dient ein Hartpapierrohr von 18 mm Außendurchmesser. Dieses Rohr ist in die Messingabschirmung einzupassen und falls notwendig zu verkleben. Das abgeschirmte Zuleitungskabel ist in der hinteren Bohrung des Griffes mit Hilfe einer versenkbaren Perlonschraube abgefangen. Die Abschirmung des Kabels wird an das Abschirmrohr gelötet, während die Seele durch ein Isolierröllchen aus Piacryl (Teil 7) geführt und mit einem Kupferplättchen von 8 mm ∅ (Teil 8) verbunden wird. Gegen dieses Plättchen werden die Widerstände mit Hilfe der Druckfeder (Teil 6) an der Spitze des Tastkopfes gedrückt. An die Stirnflächen der Widerstände sind ebenfalls Kupfer- oder Messingplättchen gelötet, so daß zwischen den Widerständen eine gute Kontaktgabe gewährleistet wird. In das Hartpapierrohr wird eine Piacrylspitze (Teil 4) geschraubt, die dann den 4 mm dicken Schraubstecker aus Messing (Teil 5) trägt.

Bei der Anfertigung des Hochspannungstastkopfes sind scharfe Kanten und Spitzen zu vermeiden, um Sprüherscheinungen zu verhindern. Bei der Auswahl des Materiales und bei der späteren Anwendung des fertigen Tastkopfes sind selbstverständlich die entsprechenden Sicherheitsvorschriften einzuhalten. Es ist wichtig, daß im Griff jederzeit eine sichere Erdverbindung zur Abschirmung besteht.

Inbetriebnahme und Abgleich

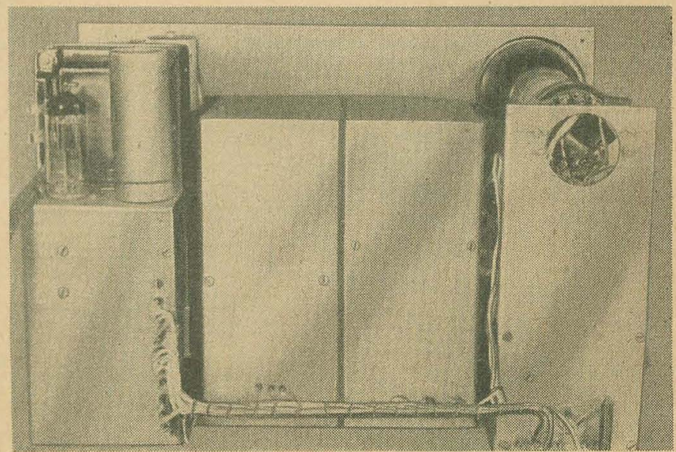
Bereits vor dem endgültigen Zusammenbau des Netzteilbausteines sollte die Funktion der einzelnen Schaltungsteile erprobt werden. Nachdem die Betriebsspannungen kontrolliert wurden, kann mit der Eichung des Widerstandsmessers begonnen werden. Dazu sind fünf engtolerierte Widerstände mit einer Genauigkeit von mindestens 1% erforderlich (100 Ω, 1 kΩ, 10 kΩ, 100 kΩ und 1 MΩ).

Zunächst wird bei gedrücktem Tastenschalter S_5 im 1-MΩ-Meßbereich Endausschlag am Instrument mit Hilfe des Potentiometers P_2 eingestellt. Nach dem Anschließen des 1-MΩ-Widerstandes muß auf der Widerstandsskala der Wert 1,0 angezeigt werden, andernfalls ist der Vorwiderstand R_{23} zu korrigieren. Auf die gleiche Weise wird bei den anderen Meßbereichen verfahren. Für den 100-Ω- und 1-kΩ-Bereich sind die Einstellregler R_{41} und R_{42} vorgesehen, so daß sich diese Bereiche recht einfach abgleichen lassen. Dabei ist so zu verfahren, daß wieder mit P_2 Endausschlag eingestellt wird und mit R_{41} bzw. R_{42} der 1,0-Ausschlag bei Verwendung der entsprechenden Meßwiderstände korrigiert wird. Da



◄ **Bild 14: Seitenansicht mit Netzteilbaustein**

Bild 16: Rückansicht des Universalfernsehservicegerätes



auch die Einstellungen von R_{41} und R_{42} auf den Endausschlag eingehen, muß dieser Abgleich mehrmals wechselseitig wiederholt werden.
Für die Eichung des Kapazitätsmessers werden ebenfalls engtolerierte Kondensatoren mit einer Genauigkeit von mindestens 1% benötigt. Da derartige Kondensatoren im Handel schwer erhältlich sein dürften, müssen diese eventuell durch Messung an einer guten Meßbrücke ausgesucht werden. Diese Kondensatoren (C_{18} bis C_{22}) sind als Normale im Baustein untergebracht. Für den 100-pF-Bereich ist ein Trimmer vorgesehen, mit dem die Schaltkapazität auszugleichen ist.
Bei gedrücktem Tastenschalter S_5 wird an den dazugehörigen Einstellreglern R_{31} bis R_{35} Endausschlag am Instrument eingestellt. Dabei sollte P_2 in Mittelstellung gedreht werden und für alle Kapazitätsbereiche unverändert bleiben, so daß beim praktischen Arbeiten mit dem Kapazitätsmesser P_2 nicht für jeden Bereich neu eingestellt werden braucht. Der Abgleich des 100-pF-Bereiches erfolgt durch Anklemmen eines Kondensators von 100 pF/1% zwischen die Meßbuchsen Bu_3 und Bu_4. Mit R_{31} wird dann der Endausschlag eingestellt. Danach ist der 100-pF-Kondensator zu entfernen und mit dem Trimmer C_{18} wieder der Endausschlag bei 100 Teilstrichen einzustellen.
Für die einzelnen Kapazitätsmeßbereiche ergaben sich im Mustergerät etwa folgende Frequenzen:

Meßbereich	Multivibratorfrequenz
0 ··· 100 pF	150 kHz
0 ··· 1 nF	15 kHz
0 ··· 10 nF	1,5 kHz
0 ··· 0,1 µF	150 Hz
0 ··· 1 µF	30 Hz

Bei einwandfreier Arbeitsweise des Multivibrators entsteht an der gemeinsamen Katode eine Rechteckspannung von 7,5 V_{ss}. Für den 1-µF-Bereich ist R_{38} so einzustellen, daß für den Meßkreis etwa 2,5 V_{ss} zur Verfügung stehen.
Auf den Abgleich der Phasenschieber für die Hilfsspannungen des Wobblers wurde bereits bei der Beschreibung des Wobbelbausteines eingegangen. Die Vorwiderstände des Gleichspannungsmessers werden mit Hilfe eines guten Vergleichsinstrumentes kontrolliert und wenn erforderlich, geringfügig verändert, damit in jedem Falle bei Endausschlag Übereinstimmung herrscht. Die Eichung des Hochspannungstastkopfes geschieht ebenfalls mit einem Vergleichsinstrument und einer entsprechenden Spannung. Durch geeignete Kombination von mehreren 20%igen Widerständen läßt sich der erforderliche Vorwiderstand zusammenstellen.

Zusammenbau des vollständigen Universalfernsehservicegerätes

Nachdem sämtliche vier Bausteine betriebsbereit sind, kann der recht einfache Zusammenbau des Gerätes erfolgen. Die einzelnen Bausteine werden jeweils an vier Stellen durch Senkschrauben an der stabilen Frontplatte aus 4-mm-Alu-Blech befestigt. Die Abmessungen und Anordnung der Bohrungen in der Frontplatte sind der Skizze im Bild 13 zu entnehmen. Bild 14 zeigt den einfachen Zusammenbau des Gerätes und läßt noch einmal die Ausführung der fertigen Frontplatte erkennen. Die Verdrahtung der Bausteine untereinander zeigt Bild 15, während die Rückansicht im Bild 16 die praktische Ausführung erkennen läßt.
Das Gehäuse ist durch entsprechende Durchbrüche so auszuführen, daß zwischen den Bausteinen eine gute Luftzirkulation entstehen kann.

Tabelle 1: Wickeldaten für den Netztransformator

Anschluß	Spannung in V	Windungen	Drahtdurchmesser in mm (CuL)
1—2	220	890	0,45
3—4	4	18	0,7
5—6	300	1350	0,1
6—7	250	1100	0,27
7—8	250	1100	0,27
9—10	6,3	28	0,5
10—11	6,3	28	1,25
11—12	6,3	28	1,25
12—13	6,3	28	0,5

Blechpaket M 102, wechselseitig geschichtet

Berichtigung:

Im Heft 18 (1962) S. 565 müssen im Schaltbild folgende Änderungen durchgeführt werden: R_{21} muß an R_{30} liegen, nicht gegen Masse; C_{48} liegt an Kontakt 7 von $S_{3.3}$, Kontakt 8 bleibt frei; Verbindung Kontakt 6—7 lösen; C_{10} ist umzupolen.
Im Heft 4 (1963) S. 121, Bild 2 sind folgende Werte zu ändern: $R_{40} = 100\,\Omega$, $C_9 = 50\,\mu F$, $R_{27} = 3\,M\Omega$, $R_{28} = 5\,M\Omega$

Aus der Reparaturpraxis

Serviceerfahrungen mit dem TV-Empfänger Munkácsy

Die Redaktion radio und fernsehen erreichten zahlreiche Leseranfragen, in denen um Auskunft von Serviceerfahrungen über den ungarischen TV-Empfänger Munkácsy Typ 53 T 816 gebeten wurde. Nachfolgend veröffentlichen wir einige Reparaturhinweise, von denen wir annehmen, daß sie von allgemeinem Interesse sind.

Kein Ton, keine Helligkeit

Fehlererscheinung

Die Heizfäden der Empfängerröhren glühen nicht

Fehlerursache

a) Die Netzsicherungen B_1 und B_2 (1,25 A) sind durchgebrannt

b) Der Heizfaden einer der Röhren ist im Heizkreis unterbrochen

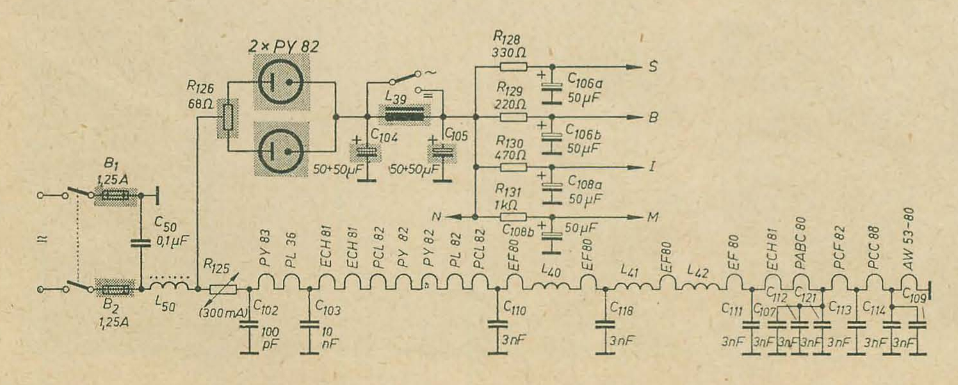
Fehlererscheinung

Nach Auswechseln der Sicherungen B_1 und B_2 brennen diese wieder durch

Fehlerursache

a) Einer der Erdungskondensatoren im Heizkreis weist Kurzschluß auf

b) Eine der Röhren hat Elektrodenschluß zwischen Heizfaden und Katode



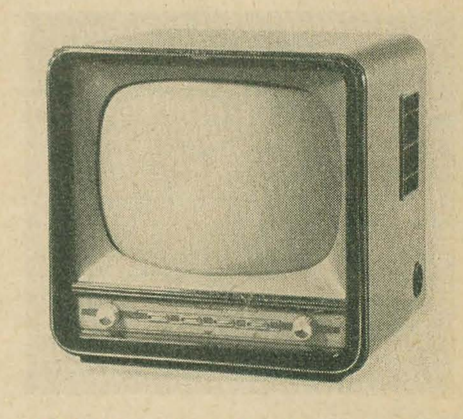
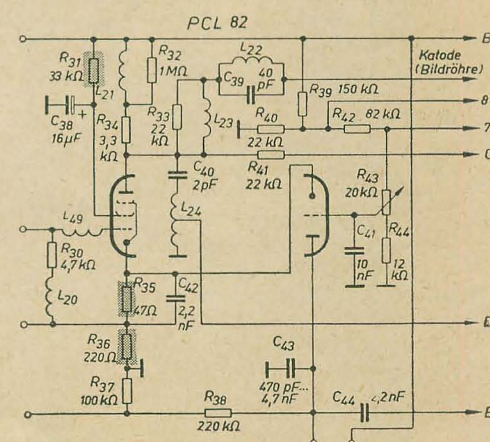


Bild 1: Ungarischer TV-Empfänger „Munkácsy"
Bild 2 (links unten): Stromversorgungsteil
Bild 3: Videoendstufe ▼



Fehlererscheinung

Der Heizkreis ist in Ordnung, Anodenspannung fehlt

Fehlerursache

a) Die Netzgleichrichterröhre PY 82 hat Elektrodenschluß zwischen Katode und Anode. In diesem Fall brennt gleichzeitig der Widerstand R_{126} (68 Ω, 10 W) im Anodenkreis durch

b) Der Elektrolytkondensator C_{101} oder C_{105} (2×50 μF) hat Kurzschluß

c) Körperschluß der Netzdrossel L_{39}

Fehlererscheinung

Die Heiz- und Anodenspannung ist vorhanden, Schirmgitter- bzw. Katodenspannung fehlen

Fehlerursache

a) Der Schirmgitterwiderstand R_{31} (33 kΩ) der Videoendröhre PCL 82 ist fehlerhaft

b) Der Katodenwiderstand R_{35} (47 Ω) oder R_{36} (220 Ω) der Videoendröhre PCL 82 ist fehlerhaft

Wird fortgesetzt

Schutzfunkenstrecke an der Bildröhre

Bei einem sowjetischen Fernsehempfänger war nach einer Betriebszeit von etwa sieben Monaten die Hochspannung ausgefallen. Als Fehlerquelle konnte die Zeilenendröhre 6 П 13 C ermittelt werden, die schon rein äußerlich durch die weiße Verfärbung des Getterniederschlages als Luftzieher zu erkennen war. Da die Beschaffung dieser Röhre schwierig ist, wurde die Änderung für den Einsatz einer Röhre aus der DDR-Produktion ausgeführt. In den technischen Daten entspricht die Röhre 6 П 13 C weitgehend der EL 36, so daß sich hierbei keine Schwierigkeiten ergeben konnten. Ein Vergleich der Sockelschaltung zeigte, daß beide Röhren, bis auf Katode und Schirmgitter, die gleiche Sockelschaltung haben (Bild 1). Bei der erforderlichen Änderung ist besonders darauf zu achten, daß die vom Röhrenhersteller mit I. V. bezeichneten Punkte am Sockel nicht als Stützpunkte für andere Potentiale und Verdrahtungsabzweigungen eingesetzt sind. Das war leider im vorliegenden Empfänger der Fall und machte deshalb den Einbau einer kleinen Platte mit zusätzlichen Lötstützpunkten erforderlich.

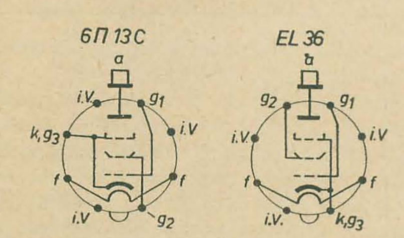
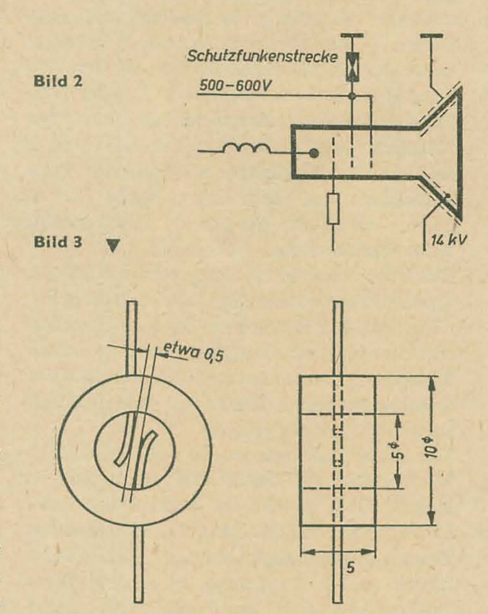


Bild 1

Nachdem die durch den Röhrenwechsel erforderlichen Schaltungsänderungen durchgeführt wurden, war die Bildhelligkeit wieder vorhanden. Die Bildbreite war ausreichend, die Symmetrie und die Synchronisation einwandfrei. Ein bereits vorhandener Fehler wurde jedoch durch den Röhrenaustausch nicht beseitigt. Das Gerät knallte in unregelmäßigen Abständen sehr laut; es klang nach einem Überschlag von Hochspannung. Der Überschlag war mit einer geringen Helligkeitsschwankung und einem kurzzeitigen Aufblitzen auf dem Bildschirm verbunden. Es wurde entdeckt, daß diese Überschläge innerhalb der Bildröhre erfolgten. Es handelte sich hierbei um Funkenüberschläge innerhalb des Elektrodensystems.

Bild 2

Bild 3 ▼



Bei den TV-Empfängern einer westdeutschen Firma wird seit einigen Jahren eine Schutzfunkenstrecke verwendet, die der Bildröhre bei Überschlägen innerhalb des Elektrodensystems (Spannungsspitzen) Schutz bietet (Bild 2).

Aus PVC (hart) und zwei Drähten 0,5∅ Cu wurde eine entsprechende Schutzfunkenstrecke hergestellt (Bild 3) und am Bildröhrensockel Gitter 3 und Masse angelötet.

Diese Schutzfunkenstrecke bewährt sich seit einiger Zeit mit gutem Erfolg. Die Überschläge, die vorher innerhalb der Bildröhre Störungen hervorriefen, werden jetzt durch die Schutzfunkenstrecke abgefangen. Die störenden Begleitgeräusche sind verschwunden, da die Überschläge an der Schutzfunkenstrecke nur ein kleines Knistern hervorrufen.

Heinz Foerster

Knallen beim TV-Empfänger „Start"

Es kommt öfter vor, daß am TV-Gerät „Start" Knallgeräusche auftreten und die Sicherung durchbrennt. Die Ursache ist der Durchführungskondensator im Tuner für die Plusspannung, der durchschlägt. Nach Auswechseln dieses Kondensators (3 nF) arbeitet das Gerät wieder einwandfrei. *Enrico Röthig*

Auswechseln der Bildscheibe

Wir machen darauf aufmerksam, daß beim Fernsehempfänger „Start 3A" erstmalig die Forderung der Kundendienst-Techniker „Auswechseln der Bildscheibe ohne Ausbau des Chassis" verwirklicht wurde.

Auch zur evtl. Säuberung des Bildschirmes ist kein Ausbau des Chassis erforderlich. Die Bildscheibe wird nach Abschrauben zweier Haltewinkel an der Gehäuseunterscheibe herausgezogen. Beim Wiedereinbau sind die Gummiprofile wieder aufzulegen, und es ist auf festen Sitz der Bildscheibe zu achten.

VEB Rafena Werke Radeberg

Referate

H. Koch

Drahtlose Regiekommandoanlagen im Studiobetrieb

Kino-Technik 2 (1962) Seite 37—41

Drahtlose Regiekommandoanlagen sind im Fernseh-, Film- und Theaterbetrieb zu einer Notwendigkeit geworden. Sie dienen — ohne die laufende Probe oder Sendung störend zu beeinflussen — zur Informationsübermittlung an einen Personenkreis im Studio.

Ein Studiokomplex muß lückenlos mit der Möglichkeit der Informationsübermittlung versorgt sein. Feldstärkenunterschiede im Verhältnis von 40 dB dürfen auf der Empfangsseite nur Pegelschwankungen von 6 dB hervorrufen. Die Lautstärke muß bei lärmerfüllten Studios ausreichend sein. Eine Übertragungsbandbreite von 100 Hz ··· 3 kHz bei einem Klirrfaktor von 3 ··· 5% wird als ausreichend angesehen. Die Übersprechdämpfung für eine 6-Kanal-Anlage muß ≧40 dB betragen. Wichtig ist, daß keine Störbeeinflussung der NF und videotechnischen Einrichtungen im Studio stattfindet.

Die Übertragung erfolgt nach dem Induktionsprinzip in einem Frequenzband von 20 ··· 135 kHz.

Die beschriebene Anlage erfüllt sämtliche Forderungen. Sie vermeidet Störbeeinflussung von TV-Aufnahmekameras durch Benutzung von Frequenzen, die gleich einem ungradzahligen Vielfachen der halben Zeilenfrequenz sind.

Folgende Frequenzen wurden verwendet:

Kanal 1	5 · 7,8125 kHz = 39,0625 kHz
Kanal 2	7 · 7,8125 kHz = 54,6875 kHz
Kanal 3	9 · 7,8125 kHz = 70,3125 kHz
Kanal 4	11 · 7,8125 kHz = 85,9375 kHz
Kanal 5	13 · 7,8125 kHz = 101,5625 kHz
Kanal 6	15 · 7,8125 kHz = 117,1875 kHz

Der Sender wird amplitudenmoduliert bei m = 0,5. Seine Frequenz wird von einer gemeinsamen Quarzfrequenz von 7,8125 kHz abgeleitet. Zur Modulation benötigt er einen Eingangspegel von +6 dB, der am zweckmäßigsten von einem Begrenzer-Verstärker abgegeben wird.

Mit einer Kontrolleinrichtung muß der Schleifenstrom, der für die angegebenen Toleranzen zwischen 0,27 und 0,53 A liegt, gemessen werden. Ferner muß der Modulationsgrad von m = 0,5 überwacht werden. Ein Lautsprecher gestattet eine akustische Überwachung der Modulation und sämtlicher Kanäle über einen Empfänger.

Der Betrieb von mehreren Kanälen mit verschiedenen Informationen erfordert bei nur einer Senderschleife eine Frequenzweiche. Sie dient zur Entkopplung der Endstufen. Die Weiche verfügt über sechs Eingänge und einen Ausgang für die Schleife. Mit einem eingebauten 70-kHz-Generator erfolgt die Anpassungsmessung zwischen Schleife und Weiche. Sie ist für eine maximale Schleifenlänge von etwa 200 m (L ≈ 400 μH) entsprechend einer Versorgungsfläche von 2500 m² ausgelegt.

Die Empfänger arbeiten zur Vermeidung von Pfeifstörungen als Geradeausempfänger, wobei der Antennenkreis einen fest auf die Trägerfrequenz abgestimmten Ferritstab enthält. Wichtig ist eine ausreichende Nachbarkanal-

selektion. Der Antennenkreis besitzt nur eine Selektion von 20 dB.
Um sie zu vergrößern, wurde eine Flächengleichrichtung angewandt, durch die eine zusätzliche Selektion von 15 dB gewonnen wurde. Eine weitere Verbesserung der Selektion läßt sich durch eine logarithmische Demodulationskennlinie erzielen. Diese setzt eine logarithmische Modulation auf der Senderseite voraus. Die nichtlinearen Verzerrungen bleiben bei $m = 0,5$ unter $k = 3\%$. Bei der logarithmischen Demodulation ist die gewonnene NF von der HF praktisch unabhängig. Dies ist ein Vorteil für derartige Anlagen.
Es gibt drei Typen von Empfängern, mit 1, 4 und 6 Kanälen. Die Lautstärke bei 2 mW Ausgangsleistung beträgt bei einer Feldstärke von etwa 1 mA/m etwa 126 Phon. Diese Angabe bezieht sich auf den direkt am Ohr entstehenden Schalldruck. Es werden Fotos der Anlage gezeigt sowie Schaltung und technische Daten der Empfänger angegeben. *Dr. Pahl*

Fachbücher

J. ten Brink/H. Kauffold

Entwurf und Ausführung von Steueranlagen mit besonderer Berücksichtigung von Förderanlagen

Band 9 der REIHE AUTOMATISIERUNGSTECHNIK

VEB Verlag Technik, Berlin, 1963

79 Seiten, 53 Bilder, 5 Tafeln, 4,80 DM

Die Autoren behandeln am Beispiel der Steuerung von Förderanlagen den Aufbau und die Wirkungsweise von Ablaufsteuerungen. Nach einer Einführung „Technologie von Förderanlagen" werden im Hauptabschnitt „Planung der Elektroausrüstung" charakteristische Grundschaltungen dargestellt, Einteilungsmerkmale gegeben und die Darstellung der Schaltungsbausteine behandelt. Der dritte Abschnitt „Ausführungsarten der Elektroausrüstung" enthält eine kurze Beschreibung der Verteilungen, Relaisfelder und Kommandozentralen.
Allen Ausführungen liegt die Anwendung herkömmlicher Kontaktbauelemente zugrunde. Einzelne charakteristische Schaltgeräte (Relais, Schütze) werden in ihren technischen Daten tabellarisch gegenübergestellt. Wesentlich ist, daß die Autoren bei der Behandlung des Stoffes von der technologischen Aufgabenstellung ausgehen, davon — unter besonderer Behandlung von Ein- und Ausschaltfolgen — das Verriegelungsschema ableiten, danach die Schaltung entwerfen und ihre Wirkungsweise im Text beschreiben. Diesem folgerichtigen Aufbau entspricht die klare, verständliche Ausdrucksweise. Die Schaltungen sind als Stromlaufpläne in erweiterter Form gezeichnet, und zwar mit Angabe der zu einem Schaltgerät gehörenden Hilfskontakte unter dem jeweiligen Strompfad.
Bei einer Auswahlschaltung wird die Lösung durch einige Rechengänge der Schaltalgebra abgeleitet. Zur Darstellung der zeitlichen Aufeinanderfolge von Vorgängen dienen Schaltfolgepläne. Bei der Auswahl der dargestellten Schaltungen waren Einfachheit und Betriebssicherheit richtungweisend.
Der Band fügt sich in die REIHE AUTOMATISIERUNGSTECHNIK gut ein; er knüpft dabei an den im Band 2 der Reihe behandelten Stoff an. Die auf die Technik von Förderanlagen abgestimmten Darlegungen können unter Anpassung an die speziellen Bedingungen des jeweiligen Anwendungsfalles selbstverständlich auch auf andere Arten von Steuerungen angewendet werden.
Die Autoren vermitteln dem Leser interessante Anregungen für Entwurf und Ausführung von Ablaufsteuerungen. Das weitere Eindringen in den Stoff wird durch ein gut ausgewähltes Literaturverzeichnis angeregt. *Gottschalk*

Lunze/Wagner

Einführung in die Elektrotechnik

Leitfaden und Aufgaben, Teil I und Teil II

VEB Verlag Technik, Berlin

Teil I: 216 Seiten, 218 Bilder, 16,— DM

Teil II: 194 Seiten, 206 Bilder, 14,80 DM

Man kann sich freuen, daß nach den bereits erschienenen Büchern „Berechnung elektrischer Stromkreise" und „Aufgaben zur theoretischen Elektrotechnik" die beiden vorliegenden Teile herausgegeben wurden. Wie die beiden vorhergehenden Bücher enthalten auch die neuen Teile eine Vielzahl von Aufgaben mit den entsprechenden Lösungen.
Der erste Teil untergliedert sich in Berechnungen elektrischer Kreise bei Gleichstrom und in solche, mit deren Hilfe man die Wirkungen des elektrischen Feldes rechnerisch erfassen kann. Die erstgenannten Berechnungen erstrecken sich auf die Grundbegriffe, auf Methoden zur Berechnung elektrischer Kreise, auf den Leistungsumsatz im Stromkreis und auf die Energieumformung. Der Teil II befaßt sich mit den magnetischen Feld- und Kenngrößen magnetischer Kreise sowie mit dem rechnerischen Einsatz dieser Größen beim Durchflutungsgesetz, bei den Berechnungen magnetischer Felder, beim Induktionsgesetz, bei den Berechnungen der Selbst- und Gegeninduktion und beim Ermitteln der Energie und Kraft im magnetischen Feld.
Hervorzuheben an diesen Berechnungsbeispielen ist die Mühe, die sich die Autoren bei den Lösungsgängen gemacht haben, die besonders klar und leicht verständlich sind. Dies wird noch dadurch unterstrichen, daß jede Lösung anschließend diskutiert wird, so daß der Leser das Wesentliche der Lösung erkennt, also eine Schlußfolgerung aus dieser ziehen kann. Die vorliegenden Teile sind deshalb auch als Lehrbuch an unseren Universitäten und Hochschulen eingeführt worden. Doch nicht nur der Studierende zieht einen Nutzen aus den Aufgaben und Lösungen, sondern auch der praktisch tätige Ingenieur kann sich viele Anregungen für die Lösung seiner rechnerischen Teilprobleme daraus holen.
Als methodisch vorteilhaft kann auch das Bestreben bezeichnet werden, analoge magnetische und elektrische Größen gegenüberzustellen, wie dies offensichtlich in einer Zusammenstellung am Schluß des zweiten Teiles geschehen ist. Man findet hier die Gegenüberstellung der analogen Beziehungen zwischen dem elektrischen Strömungsfeld, dem elektrostatischen Feld und dem magnetischen Feld. Hat nämlich der Leser den Inhalt beider Teile sorgfältig verarbeitet, so zeigt ihm diese Gegenüberstellung noch einmal deutlich die übereinstimmenden Berechnungsmethoden, wodurch sein erarbeitetes Wissen auf das Wesentliche ausgerichtet wird.
Man kann abschließend nur noch betonen, daß die Herausgabe dieser beiden Teile unsere Fachliteratur nützlich bereichern wird. *Orlik*

Fortsetzung von Seite 152

durch Vergleichsmessungen mit bekannten Widerständen bzw. Kondensatoren punktweise aufzunehmen. Vor jeder Messung ist mit S_2 die Spannung an Bu_2 auf genau 220 V einzuregeln. Es ergeben sich für M folgende Anzeigefunktionen:

Schaltstellung S_3	Meßfunktion für M	Meßbereich
1	R (Bu_7)	0,1 ··· 5 MΩ
	C (Bu_7)	500 pF ··· 20 nF
2	R (Bu_6)	0 ··· 100 kΩ
	C (Bu_6)	20 nF ··· 0,5 μF
3	V ≅ Bu_3	0 ··· 30 V
	Bu_4	0 ··· 300 V
	Bu_5	0 ··· 600 V
4	Ausgangsspannung an Bu_2	0 ··· 300 V
5	Verbraucherstrom	0 ··· 1 A
	Verbraucherleistung	0 ··· 220 W

Mechanischer Aufbau

Das Mustergerät hat die äußeren Abmessungen von 250 × 160 × 130 mm. Alle Bauteile wurden an der Frontplatte befestigt. Die Anordnung zeigt Bild 3. Als Material für die Frontplatte wurde eine 1 mm starke Melacartplatte verwendet, die noch durch eine Pertinaxplatte verstärkt wurde. Die Transformatoren Tr_2 und Tr_3 sind an Tr_1 befestigt.
Das Gehäuse ist in Rahmenbauweise ausgeführt. Um eine ausreichende Belüftung zu sichern, sind Boden und Seitenwände durchbrochen. Die Frontplatte liegt nach dem Einsetzen ins Gehäuse auf dem Rahmen auf und wird mittels Holzschrauben gehalten.
Bild 4 zeigt die Vorderansicht des Mustergerätes. Links liegen die Steckdosen, Bu_2 oben und Bu_1 unten, darunter der Netzanschluß für den Gerätestecker. Daneben befinden sich von oben nach unten: Bu_3 bis Bu_5 mit der Nullbuchse für die Spannungsmessung, die Buchsenpaare Bu_6, Bu_7 und Bu_8.
Über dem Meßgerät M wurde die Kontrolllampe L_1 angebracht, die zugleich die Skalenbeleuchtung übernimmt. Als Glühlampe wurde eine Zwergausführung verwendet. Damit das Blendlicht nicht stört, ist das Lämpchen von einem Pertinaxröhrchen entsprechenden Durchmessers mit kleiner Lichtaustrittsöffnung umgeben. Bei der Befestigung ist zu beachten, daß die Anschlüsse berührungssicher verlegt werden.
Unter dem Meßgerät befinden sich die Sicherung Si und der Netzschalter S_1. Rechts neben dem Meßgerät M ist der Wahlschalter S_3 angebracht; der Wahlschalter S_2 liegt darunter. Man wird so verdrahten, daß bei Rechtsdrehung von S_2 die Spannung an Bu_2 zunimmt. Im Bedarfsfalle kann auf Kontakt 23 der Transformator Tr_1 bei geschlossenem Schalter S_1 stromlos gemacht werden.